Telemetria e conceitos relacionados

Uma visão geral dos sistemas de telemetria com ênfase em aplicações aeroespaciais

Alessandro Nicoli de Mattos

São José dos Campos, SP - Brasil

2004

Telemetria e conceitos relacionados

Uma visão geral dos sistemas de telemetria com ênfase em aplicações aeroespaciais

Notas de direitos autorais:

Este trabalho está disponibilizado como *emailware*. Isto significa que desde que o trabalho seja utilizado nas condições descritas abaixo na Licença Creative Commons, não há custo para o leitor. O único pedido que a licença *emailware* faz é que o leitor que sinta que este trabalho lhe foi útil, envie um e-mail para o autor com suas sugestões, comentários, críticas ou elogios. É uma forma rápida e barata de demonstrar apreço pelo trabalho de outras pessoas que enriquecem a Internet com informações úteis e gratuitas.

telemetriaeconceitos@gmail.com

Este trabalho está licenciado sob uma Licença Creative Commons Atribuição-"Uso Não-Comercial-Compartilhamento pela mesma Licença" 2.5 Brasil. Para ver uma cópia desta licença, visite http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/2.5/br/ ou envie uma carta para Creative Commons, 171 Second Street, Suite 300, San Francisco, California 94105, USA.

Isto significa que você pode:
(1) copiar, distribuir, exibir e executar a obra;
(2) criar obras derivadas.

Sob as seguintes condições:
(1) **Atribuição**. Você deve dar crédito ao autor original, da forma especificada pelo autor ou licenciante;
(2) **Uso Não-Comercial**. Você não pode utilizar esta obra com finalidades comerciais;
(3) **Compartilhamento pela mesma Licença**. Se você alterar, transformar, ou criar outra obra com base nesta, você somente poderá distribuir a obra resultante sob uma licença idêntica a esta.

Para cada novo uso ou distribuição, você deve deixar claro para outros os termos da licença desta obra.
Qualquer uma destas condições podem ser renunciadas, desde que você obtenha permissão do autor (pelo e-mail de contato acima).
Nada nesta licença prejudica ou restringe os direitos morais do autor.

Introdução

Público alvo

Este estudo é dirigido para os jovens profissionais que estão entrando no campo de testes e avaliações, ou para qualquer profissional ou estudante interessado em informações introdutórias à telemetria. Este estudo introduz o leitor às várias técnicas e equipamentos usados para coletar dados de um objeto remoto em uma área de testes.

Resumo

Este estudo trata da telemetria, cujo significado mais evidente é de uma medição realizada à distância. Neste estudo será dado ênfase às aplicações aeroespaciais, que é o campo de aplicação da telemetria que tem como característica ser o mais exigente no que diz respeito às especificações de construção e desempenho dos equipamentos, além de ser um dos campos pioneiros na utilização da telemetria com enlace de RF.

Serão abordados aspectos envolvendo todas as etapas do processo que envolve a telemetria, como a transmissão, recepção, gravação e visualização dos dados. A análise dos dados não é coberta pois não faz parte do processo de telemetria. Ainda são explicados conceitos gerais de telecomunicações que são importantes para a telemetria, visando que o leitor médio consiga absorver o conteúdo relacionado diretamente à telemetria. É mostrado também as diversas aplicações da telemetria, a sua história e instituições que estão envolvidas com esta atividade.

Sempre que possível lições aprendidas, regras práticas e normas de procedimentos práticos são oferecidos. Ler este estudo deverá ajudar o leitor a entender muitos aspectos da ciência da telemetria.

Definições das ilustrações

Este documento apresenta uma série de recursos gráficos com o objetivo de ajudar no entendimento do conteúdo apresentado. Estas ilustrações estão divididas nas seguintes categorias:

- **Figura** – tipicamente uma ilustração ou desenho.
- **Sequência de Figuras** – uma sequência de figuras que na ordem indicada ilustra algum conceito. É como uma animação, mas usando figuras.
- **Foto** – uma imagem de alguma coisa (um equipamento, um veículo, uma sala, etc.) tirada de um equipamento fotográfico.

- **Sequência de Fotos** – uma sequência de fotos que na ordem indicada mostra alguma coisa acontecendo. É como um vídeo, mas usando fotos.
- **Tabela** – dados apresentados em forma de tabela.
- **Diagrama em Blocos** – um desenho com blocos relacionados de alguma forma um com o outro. Geralmente uma forma de representar sistemas.
- **Gráfico** – um gráfico ou uma curva com valores, geralmente representando fenômenos ou relacionando duas variáveis.

Observação

Produtos comerciais e fabricantes de equipamentos para telemetria mencionados na apresentação deste trabalho são tidos como exemplos típicos de produtos e equipamentos encontrados em aplicações de telemetria. Suas inclusões neste estudo não devem ser tidas, nem interpretadas como uma recomendação a um produto ou fabricante em particular.

Sumário

Introdução ..... **ii**

Lista de abreviaturas, siglas e símbolos **1**

1. Introdução à telemetria **6**

1.1. Uma visão geral das aplicações da telemetria **7**

1.1.1. Exigências de tempo real *8*

1.1.2. Exigências do pós-operacional *11*

2. Visão geral da telemetria **17**

2.1. Subsistemas **17**

2.2. Subsistema de transmissão **20**

2.2.1. Sensores e Transdutores *21*

2.2.2. Multiplexador *22*

2.2.3. Transmissor *23*

2.2.4. Antena *24*

2.3. Subsistema de recepção **26**

2.3.1. Antena *27*

2.3.2. Receptor *28*

2.3.3. Decomutador *29*

2.4. Subsistema de gravação e arquivamento **30**

2.5. Subsistema de visualização **32**

3. Transmissão **34**

3.1. Subsistema de Transmissão **34**

3.2. Sensores e transdutores **36**

3.2.1. Acelerômetros *37*

3.2.2. Transdutores de corrente *38*

3.2.3. Transdutores de pressão *39*

3.2.4. Extensômetros elétricos *40*

3.2.5. Transdutores de temperatura *41*

3.2.6. Transdutores de velocidade *43*

3.2.7. Transdutores de tensão *44*

3.3. Dados de barramentos **45**

3.3.1. Protocolo ARINC *48*

3.3.2. Protocolo MIL-STD-1553 ..... *52*

3.4. Condicionamento de sinais **57**

3.4.1. Circuitos condicionadores de sinais *59*

3.4.2. Filtro passa-baixa *60*
3.4.3. Conversores analógicos-digitais (A/D) *61*
3.4.4. Conversores digitais-analógicos (D/A) *62*
3.5. Multiplexação **63**
3.5.1. Multiplexação por divisão de frequência (FDM) *64*
3.5.1.1. Padrão IRIG para FM de largura de banda constante 65
3.5.1.2. Padrão IRIG para FM de largura de banda proporcional 65
3.5.2. Multiplexação por divisão de tempo (TDM) *67*
3.6. Amostragem **68**
3.6.1. Aliasing *69*
3.6.2. Teoria de amostragem *70*
3.6.3. Amostra *72*
3.6.4. Retenção *73*
3.7. Esquemas de modulação de pulsos **74**
3.7.1. Modulação por amplitude de pulso (PAM) *74*
3.7.2. Modulação por duração de pulso (PDM) *76*
3.7.3. Modulação por posição de pulso (PPM) *77*
3.7.4. Modulação por codificação de pulsos (PCM) *79*
3.7.5. Frames *81*
3.7.5.1. Major Frames 83
3.7.5.2. Padrões de sincronismo 85
3.8. Analógico vs. digital **85**
3.9. Encriptação **87**
3.10. Modulação da portadora trasmissora **89**
3.10.1. Modulação em amplitude (AM) *94*
3.10.2. Modulação em frequência (FM) *98*
3.10.3. Modulação em fase (PM) *102*
3.11. Antena **106**
3.12. Quantização **108**
3.13. Codificação binária **112**
3.13.1. Binário Direto *112*
3.13.2. Offset Binary *113*
3.13.3. Binário complemento de 1 ..... *113*
3.13.4. Binário complemento de 2 ..... *114*
3.13.5. Código Gray *115*
3.13.6. Outros códigos binários *116*
3.13.7. Conversão de códigos *117*
3.14. Representação dos bits **118**
3.14.1. Definições do NRZ-Mark & BI-Phase Mark *120*

3.14.2. Definições do NRZ-Space & BI-Phase Space *121*
3.14.3. NRZ-L randomizado *121*
3.14.4. Resumo dos códigos de representação de bits mais comuns *126*
3.15. Keying **128**
3.15.1. Amplitude Shift Keying (ASK) *128*
3.15.2. Frequency Shift Keying (FSK) *129*
3.15.3. Phase Shift Keying (PSK) *130*
3.16. Domínio do tempo e da frequência **131**
3.17. Série de Fourier **132**
3.18. Domínio da frequência para um trem de pulsos **134**
3.19. Densidades espectrais **138**
3.20. Larguras de banda da transmissão **139**
3.20.1. Largura de banda do NRZ PCM/FM *142*
3.21. Módulo de telemetria **144**

4. Recepção **153**

4.1. Subsistema de recepção **153**
4.2. Antena de recepção **154**
4.3. Relação sinal-ruído **160**
4.3.1. Contorno de olho *161*
4.4. Taxa de erro dos bits **167**
4.5. Receptor **169**
4.5.1. Figura de ruído *171*
4.6. Combinador de diversidade **172**
4.7. Bit synchronizer **173**
4.8. Decriptador **175**
4.9. Decomutador **177**
4.10. Processamento da telemetria **179**
4.10.1. Pré-processador *180*
4.10.2. Etiquetagem de tempo *183*
4.10.3. Conversão para unidade de engenharia *185*
4.11. Retransmissão dos dados **187**
4.12. Latência dos dados **192**

5. Gravação **194**

5.1. Gravação Direta **194**
5.2. Gravação FM **197**
5.3. Gravação digital **199**
5.3.1. Gravador HDDR *201*

5.3.2. Tecnologias AIT e SAIT ... *203*
5.3. Gravação pós-processamento ... **206**
5.3.1. Discos flexíveis ... *207*
5.3.2. Discos rígidos ... *210*
5.3.3. CD ROMs ... *212*
5.3.4. DVDs ... *213*
5.3.5. Torre de armazenamento ... *217*

6. Mostradores ... **218**

6.1. Gravadores strip chart ... **218**
6.2. Oscilógrafo ... **222**
6.3. Mostradores tabulares ... **222**
6.4. Monitores gráficos ... **223**
6.5. Monitores operacionais ... **226**

7. Análise do enlace ... **233**

7.1. Análise do enlace ... **233**
7.2. Potência irradiada isotrópica efetiva ... **235**
7.3. Perdas de caminho ... **235**
7.4. G sobre T ... **238**
7.5. Ruído ... **239**
7.6. Margem ... **239**
7.7. Análise de enlace simplificada ... **241**
7.8. Realizando uma análise do enlace ... **242**
7.8.1. Limites do horizonte ... *244*
7.8.2. Predição do S/R do IF ... *245*
7.8.3. Relação sinal-ruído – equação de faixa ... *246*

8. Testando sistemas de telemetria ... **248**

8.1. Medidas ... **248**
8.1.1. Diagrama de olho ... *248*
8.1.2. Precisão ... *249*
8.1.3. Relação ruído-potência (R/P) ... *249*
8.1.4. G/T ... *250*
8.1.5. Taxa de erro dos bits (BER) ... *251*
8.1.6. Único ponto de falha ... *254*
8.1.7. Latência dos dados ... *254*
8.1.8. Correlação de dados ... *255*
8.2. Testes pré-operacionais ... **256**
8.2.1. Configuração ... *258*

8.2.2. Calibração ... *259*
8.2.3. Simulação ... *260*
8.2.4. Validação de malha fechada ... *261*
8.2.5. Ensaio ... *262*
8.2.6. Treinamento ... *262*
8.3. Testes operacionais ... 263
8.3.1. Verificação de limite ... *264*
8.3.2. Eventos antecipados ... *264*
8.3.3. Anomalias ... *265*
8.3.4. Auxílio de dados ... *265*
8.3.5. Decisões ... *266*
8.4. Testes pós-operacionais ... 267
8.4.1. Correlacionando fontes ... *268*
8.4.2. Combinação ... *269*
8.4.3. Melhor estimativa ... *270*
8.4.4. Reconstrução ... *271*
9. Aplicações da telemetria ... 273
9.1. Veículos tripulados ... 273
9.1.1. Aeronaves ... *273*
9.2.2. Veículos terrestres ... *276*
9.1.3. Navios ... *277*
9.1.4. Submarinos ... *279*
9.1.5. Espaçonaves ... *279*
9.2. Veículos não-tripulados ... 281
9.2.1. Foguetes auxiliares ... *282*
9.2.2. Alvos ... *283*
9.2.3. Veículos remotamente pilotados (RPVs) ... *284*
9.2.4. Veículos aéreos não-tripulados (UAVs) ... *286*
9.2.5. Mísseis de cruzeiro ... *286*
9.2.6. Satélites ... *288*
9.2.7. Mísseis ... *289*
9.2.7.1. Mísseis ar-ar ... 290
9.2.7.2. Mísseis ar-superfície ... 293
9.2.7.3. Mísseis superfície-ar ... 295
9.2.7.4. Mísseis superfície-superfície ... 297
9.2.7.5. Armas sub-superfície ... 300
9.2.8. Mísseis balísticos ... *302*
9.2.9. Outras armas ... *304*
9.2.9.1. Bombas ... 305

9.2.9.2. Projéteis 307
9.2.9.3. Armas de feixe 308
9.2.9.4. Outras armas 309
9.3. Automobilismo 309
9.4. Pesquisa de vida animal e rastreamento de animais 313
9.5. Aplicações médicas 316

10. Conceitos relacionados 318

10.1. Compressão de dados 318
10.2. Limite de Shannon 320
10.3. Detecção e correção de erros 321
10.3.1. Paridade 323
10.3.2. Código de Huffman 323
10.3.3. Código de Hamming 324
10.3.4. Códigos Reed-Solomon 325
10.3.5. Algoritmo Viterbi 326
10.3.6. Cheque de redundância cíclico (CRC) 327
10.3.7. Código de correção de erro avançada (FEC) 328
10.4. Transformadas úteis 329
10.4.1. Série de Fourier 330
10.4.1.1. Transformada rápida de Fourier (FFT) 331
10.4.2. Transformada de Laplace 333
10.4.3. Transformada de Hilbert 334
10.4.3.1. Convolução 335

11. História da telemetria 337

11.1. Equipamentos e sistemas 337
11.2. Evolução da tecnologia 341
11.3. Conferências sobre Telemetria 347
11.4. Organizações Técnicas Profissionais 349

12. Organizações relacionadas à Telemetria 352

12.1. International Foundation for Telemetering (IFT) 352
12.1.1. International Consortium for Telemetry Spectrum (ICTS) 354
12.1.2. Telemetering Standards Coordination Committee (TSCC) 356
12.1.3. European Telemetry Standardization Committee (ETSC) 357
12.2. Range Commanders Council (RCC) 357
12.3. Defense Test & Evaluation Professional Institute (DTEPI) 362
12.4. International Society on Biotelemetry (ISOB) 362

Conclusões 364

Glossário de termos **366**

Referências Bibliográficas **381**

Sobre telemetria: **381**
Sobre barramentos digitais: **381**
Sobre mídias de gravação de dados: **381**
Sobre aplicações da telemetria: **381**
Instituições e organizações sobre telemetria: **382**
Outras instituições de interesse mais geral: **382**

Índice de figuras

Figura 1.1.1. – Um dos irmãos Wright está gritando "Ei Orville, as asas estão vibrando muito", mas seu irmão não consegue ouvir a sua mensagem, durante os testes do Wright Flyer. 10

Figura 2.2.4. – Especificação mecânica de uma típica antena de telemetria embarcada. Note sua forma aerodinâmica. 25

Figura 2.3.2. – O combinador de diversidade usado na combinação do sinal de dois receptores de polarizações diferentes. 29

Figura 3.2.1. – O eixo está engastado no veículo e está orientado na direção em que a aceleração deve ser medida. 38

Figura 3.2.2. – Transdutores de corrente. 39

Figura 3.2.3. – Tubo de Bourdon. 40

Figura 3.2.4. – Definição de extensômetros elétricos. 41

Figura 3.2.5. – Construção de um termistor. 42

Figue 3.2.6. – Tubo de Pitot para medir velocidade. 43

Figura 3.2.7. – Condicionadores de tensão. 44

Figura 3.3.A. – Uma configuração de sistema antiga. 46

Figura 3.3.B. – Uma configuração de sistema moderna. 47

Figura 3.3.1.A. – Exemplo de codificação dos bits no ARINC 429. 50

Figura 3.3.1.B. – Formato da palavra no protocolo ARINC 429. 51

Figura 3.3.2.A. – Formato dos três tipos de palavras do MIL-STD-1553B. 56

Figura 3.3.2.B. – Codificação e decodificação dos dados. 57

Figura 3.4. – Um condicionador de sinais simples. 59

Figura 3.4.1. – Três circuitos condicionadores de sinais comuns. 59

Figura 3.4.2. – Um filtro Butterworth. 60

Figura 3.4.4. –Esquema simplificado para um D/A de dois bits, tipo escada. 63

Figura 3.5.2. – Representação esquemática de um multiplexador eletrônico para dados digitais. 68

Figura 3.6. – Limite de Nyquist. 69

Figura 3.6.1. – Alias ao se amostrar muito lentamente. 70

Figura 3.6.3. – Amostrador simples. 73

Figura 3.6.4. – Um circuito de retenção simples, usando diodo. 73

Figura 3.7.5.1. – O major frame, que é definido como o número de minor frames que devem aparecer antes que o dado mais lento seja amostrado uma segunda vez. 84

Figura 3.9. – Exemplo simples de encriptação. 89

Figura 3.11.A. - Antena usada no míssel padrão da Marinha dos Estados Unidos. 107

Figura 3.12.C. – Dois conversores analógico-digitais (A/Ds). 111

Figura 3.13.1. – Código binário direto. 112

Figura 3.13.7.A. – Circuito lógico simples para converter a entrada em decimal para saída em BCD. .. 117

Figura 3.14.A. – Representações de bits mais comuns. 119

Figura 3.14.B. – Método para gerar Bi-Phase a partir do NRZ. 120
Figura 3.14.1. – Códigos PCM NRZ-M e Bi-Phase-M..... 120
Figura 3.14.2. - Códigos PCM NRZ-S e Bi-Phase-S. 121
Figura 3.14.3. - Espectro de potência de um PCM randômico. 126
Figura 3.14.4. – Códigos de representação de bits mais comuns. 127
Figura 3.17. – Definição matemática da série de Fourier. 132
Figura 4.3. – O S/R é normalmente expresso em dB. 161
Figura 4.3.1. – Como um contorno de olho é gerado para uma forma de onda PCM. 164
Figura 4.5.1. – Definição dos fatores de ruído. 172
Foto 4.6.B. - Típico arranjo em armário de receptores e combinador de diversidade com dois receptores por combinador. 173
Figura 4.8. - Exemplo simples de decriptação. 176
Figura 4.10. – Funções realizadas durante o processamento da telemetria. 180
Figura 4.10.1. – Funções do pré-processamento de telemetria. 181
Figura 4.10.2. – Etiquetagem de tempo IRIG B. 184
Figura 4.11. – O quão difícil é manter a cobertura do lançamento de um ICBM, que chega a aproximadamente 4000 milhas de distância. 191
Figura 5.1.A. – O problema com a gravação direta. 194
Figura 5.1.B. – Sinal de polarização e o sinal desejado. 197
Figura 5.3. – Formato de uma fita padrão IRIG de 14 trilhas como definido na norma IRIG-106. 201
Figura 5.3.1.A. – O circuito randomizador de um gravador HDDR. 202
Figura 5.3.1.B. - O circuito derandomizador de um reprodutor HDDR. 203
Figura 5.3.2.A. – Seqüência de evolução das fitas AIT da Sony. 204
Figura 5.3.2.B. – Seqüência de evolução das fitas SAIT da Sony. 205
Figura 5.3.2.C. - Elemento de memória semicondutor chamado de Memory-in-Cassette (MIC). 206
Figura 5.3.4. – Uma comparação entre o tamanho das depressões e o espaçamento entre trilhas do CD e do DVD. 215
Figura 6.3. – Exemplo de exibição de dados tabulares. 223
Figura 6.5.B. – Formato de uma tela de televisão monocromática. 227
Figura 6.5.C. – Os dois sistemas de cores que podem ser usadas para gerar todas as cores possíveis. ... 229
Figura 6.5.D. – Mostrador de sete segmentos. 230
Figura 7.1.A. – Fatores que influenciam no nível S/R, e por isso são usados na análise do enlace. 233
Figura 7.2. - Exemplo da determinação da potência irradiada isotrópica efetiva para um veículo de teste. 235
Figura 7.3.A. – A perda de caminho aumenta em proporção direta a ambas a distância e frequência de RF. 236
Figura 7.4. – G/T para uma antena parabólica com 55% de eficiência. 238
Figura 7.5. – Definição e exemplo do ruído kTB. 239

Figura 7.6. - Uma margem deve ser incluída nos cálculos do enlace para se antecipar ao enfraquecimento do sinal. 241
Figures 7.8.2. – Equação que pode ser usada para estimar o S/R do IF. 246
Figura 7.8.3. – Uma outra forma de relação sinal-ruído é chamada de equação de faixa. 247
Figura 8.1.1. – Contorno de olho muito simplista. 249
Figura 8.1.3. - Equações que podem predizer o R/P baseado em parâmetros do sistema. 250
Figura 8.1.4. – Equação usada para computar o G/T. 251
Figura 8.1.7. – Pode ser necessário ter dois sistemas para evitar o único ponto de falha. 254
Figura 8.1.8. - A latência dos dados refere-se à quantia de tempo que transcorre entre um evento que acontece no veículo e o tempo que o mesmo evento é exibido. 255
Figura 8.1.9. - Correlação de dados é o processo de levar dados adquiridos em locais múltiplos e fundir estes dados em um frame de tempo comum. 256
Figura 8.2. – Como um comutador PCM e um transmissor de RF do veículo podem ser simulados. 257
Figura 8.2.4. - Sistema de validação de dados de telemetria (TDVS), para executar testes em malha fechada. 261
Figura 8.3.4. - Auxílio de dados são requeridos em vários pontos em um sistema de telemetria para apoiar os testes operacionais. 266
Figura 8.3.5. - Dados de telemetria são usados em um senso de operação para apoiar decisões. 266
Figura 8.4.1. – Um método de correlacionar o tempo em que um evento ocorreu. 269
Figura 8.4.3. - A melhor estimativa de trajetória para um veículo. Esta estimativa particular é a altitude do veículo versos a distância. 271
Figura 9.3.B. – Comparando o desempenho de dois pilotos. 312
Figura 9.4.A. – Um microchip inserido em animais, como um meio de rastreamento de rebanhos. 315
Figura 9.4.B. – Exemplo de rastreamento de animais, usado pelos produtores. 316
Figura 10.1.A. – Os diferentes métodos de compressão de dados reconhecidos pelo RCC. 318
Figura 10.1.B. – Uma conceito de compressão similar ao usado nas máquinas de Fax. 319
Figura 10.2. – Fórmula do limite de Shannon. 320
Figura 10.3. – O esquema de detecção de erros por paridade. 321
Figura 10.3.1. – A paridade adiciona um bit na posição mais significativa da palavra para detectar erros. 323
Figura 10.3.2. – Características do código de Huffman. 324
Figura 10.3.3. – O código de Hamming para detecção e correção de erros. 325
Figura 10.3.4. – Os ganhos aproximados de codificação para os diferentes esquemas. 325
Figura 10.3.5. – Um diagrama de treliça. 326
Figura 10.3.6. – Características do cheque de redundância cíclico (CRC). 327
Figura 10.3.7. – Exemplo do método do código de correção de erro avançada (FEC). 329
Figura 10.4.1. – Representação matemática da série de Fourier. 331
Figura 10.4.1.1. – Uma FFT de 8 pontos. 332
Figura 10.4.2. – A transformada de Laplace de lateral única, válida somente para tempo positivo. 333

Figura 10.4.3. – As equações que definem a transformada de Hilbert..... 335
Figura 10.4.3.1. – Um exemplo de convolução entre dois pulsos retangulares de amplitude unitária..... 336
Figura 12.1.A. - International Foundation for Telemetering (IFT). 352
Figura 12.1.B. - International Telemetering Conference (ITC). 353
Figura 12.1.1.B. – Relações organizacionais do ICTS. 356
Figura 12.2. – Range Commanders Council (RCC). 358
Figura 12.3. - Defense Test and Evaluation Professional Institute (DTEPI). 362
Figura 12.4. – International Society on Biotelemetry (ISOB). 363

Índice de sequências de figuras

Sequência de Figuras 1. – Míssil em uma área de testes enviando sinais de telemetria. 6
Sequência de Figuras 2.1. - Um sistema de telemetria hipotético em operação..... 17
Sequência de Figuras 2.2.1. – Sensor de pressão instalado em um dispositivo móvel. 22
Sequência de Figuras 2.2.2. – Operação de um multiplexador analógico..... 23
Sequência de Figuras 2.2.3. – Dois sinais entrando em um multiplexador por divisão de tempo, e sendo modulados para a transmissão. 24
Sequência de Figuras 2.3.3. – Decomutador mecânico..... 30
Sequência de Figuras 3.3. – Típica aquisição de dados de barramento. 45
Sequência de Figuras 3.5.A. – Multiplexação por divisão de frequência. 63
Sequência de Figuras 3.5.B. – Multiplexação por divisão de tempo. 64
Sequência de Figuras 3.5.1. - Multiplexação por divisão de frequência. 64
Sequência de Figuras 3.5.2. - Multiplexação por divisão de tempo..... 67
Sequência de Figuras 3.6.2. – Amostragem de um sinal analógico de variação lenta. 72
Sequência de Figuras 3.7.1. – Modulação por amplitude de pulso (PAM)..... 76
Sequência de Figuras 3.7.2. – Modulação por duração de pulso (PDM). 77
Sequência de Figuras 3.7.3. – Modulação por posição de pulso (PPM). 79
Sequência de Figuras 3.7.4. – Modulação por codificação de pulsos. 81
Sequência de Figuras 3.7.5.A. - Stream de dados PCM construído em frames de dados. 82
Sequência de Figuras 3.7.5.B. - Subcomutação, que é a comutação a uma taxa mais lenta que a taxa de comutação primária. 83
Sequência de Figuras 3.7.5.C. - Supercomutação, que é a comutação a uma taxa mais rápida que a taxa primária de comutação. 83
Sequência de Figuras 3.8. – Implantação analógica e digital de um medidor de nível de combustível..... 86
Sequência de Figuras 3.9. – Encriptação de dados digitais..... 88
Sequência de Figuras 3.10. – Geração de ondas senoidais e cossenoidais..... 92
Sequência de Figuras 3.10.1. – Modulação em amplitude (AM)..... 95
Sequência de Figuras 3.10.2. – Modulação em frequência (FM)..... 99
Sequência de Figuras 3.10.3. –Modulação em fase (PM)..... 103
Sequência de Figuras 3.15.1. - Amplitude Shift Keying (ASK). 129
Sequência de Figuras 3.15.2. - Frequency Shift Keying (FSK)..... 130
Sequência de Figuras 3.15.3. - Phase Shift Keying (PSK). 131
Sequência de Figuras 3.18. – Aplicando a análise da série de Fourier a uma série de pulsos períodicos. 137
Sequência de Figuras 3.20. – Como é o comportamento das modulações AM, FM e PM, conforme o índice de modulação muda. 141
Sequência de Figuras 4.3.1. – Forma de onda PCM e o padrão visual para filtragem ideal e para filtragem com ISI. 163
Sequência de Figuras 4.8. – Encriptação de dados digitais..... 176

Sequência de Figuras 4.9.A. – Multiplexação por divisão de frequência. 177
Sequência de Figuras 4.9.B. – Multiplexação por divisão de tempo. 177

Índice de fotos

Foto 1.1.2.A. – Um míssil ar-solo segundos antes de atingir uma ponte na guerra do Kosovo. 13
Foto 1.1.2.B. – Um míssil ar-solo passando perto de uma igreja durante a guerra do Kosovo..... 13
Foto 1.1.2.C. – Um míssil ar-solo aproximando-se de uma refinaria de petróleo durante a guerra do Kosovo. 14
Foto 1.1.2.C. – O lançamento desse míssil falhou. Os dados de telemetria são essenciais para corrigir erros de projeto. 15
Fotos 2.2.4. – Uma típica antena de telemetria embarcada instalada em um veículo. 26
Fotos 2.3.1. – Antenas receptoras grandes e parabólicas. 28
Foto 3.1.A. – ERIS (Exoatmospheric Re-entry Interceptor System). 34
Foto 3.1.B. - Metraplex Microsystems 760 Series Hybrid Data Measurement System. 35
Foto 3.1.C. – Uma RMU do sistema MicroDAS-1000 da L3. 36
Foto 3.1.D. – A RMU and the software used to configure it. 36
Foto 3.2. – Transdutores de pressão. 37
Foto 3.10.A. – Típico trasmissor de banda L e S. 93
Foto 3.10.B. – Um trasmissor de telemetria da L3 Com Telemetry West. 94
Foto 3.10.1.A. - AM – onda senoidal. 96
Foto 3.10.1.B. - AM – onda quadrada. 97
Foto 3.10.2.A. - FM – onda senoidal. 100
Foto 3.10.2.B. - FM – onda quadrada. 101
Foto 3.10.3.A. - PM – onda senoidal. 104
Foto 3.10.3.B. - PM – onda quadrada. 105
Foto 3.11.B. – Uma típica antena omnidirecional embarcada, apresentando um formato aerodinâmico. 107
Foto 3.11.C. – Formato de uma antena de banda de barriga. 108
Foto 3.20.1.A. – Espectro de um sinal NRZ PCM/FM com desvio de pico de 0,1 x taxa de bits. 142
Foto 3.20.1.B. – Espectro de um sinal NRZ PCM/FM com desvio de pico de 0,25 x taxa de bits..... 143
Foto 3.20.1.C. – Espectro de um sinal NRZ PCM/FM com desvio de pico de 0,35 x taxa de bits..... 143
Foto 3.20.1.D. – Espectro de um sinal NRZ PCM/FM com desvio de pico de 0,7 x taxa de bits. 144
Foto 3.21.A. – O módulo de telemetria para um ICBM Peacekeeper. 145
Foto 3.21.B. – O módulo de telemetria AN/DKT-53 para o míssil padrão (SM-2). 145
Foto 3.21.C. – O módulo de telemetria AN/DKT-61 para o míssil AIM-7 Sparrow. 146
Foto 3.21.D. – O módulo de telemetria AN/DKT-71 para o míssel padrão (SM-2, Block 4). 146
Foto 3.21.E. – O módulo de telemetria AN/DKT-74 para o Advance Medium Range Air-Air Missile (AMRAAM). 147
Foto 3.21.F. – O módulo de telemetria AN/DKT-78 para o míssil AIM-7R Sparrow. 147
Foto 3.21.G. – O módulo de telemetria AN/DKT-79 para o Standoff Land Attack Missile (SLAM). 148
Foto 3.21.H. – Pacote de telemetria para o ICBM Peacekeeper. 149
Foto 3.21.I. – Módulo de transmissão com a tecnologia HSTSS. 151

Foto 3.21.J. – Codificador PCM HSTSS. 151
Foto 3.21.K. – Um sistema de telemetria completo, instalado em uma peça de munição. 152
Foto 3.21.L. – Montagem do pacote eletrônico de um sistema de telemtria em um cartucho de grande calibre. 152
Foto 4.1. – Uma pequena antena para uma estação de terra em uma área de testes. 153
Foto 4.2.A. – Vista externa da entrada da Estação Pillar Point da Força Áerea do EUA. 156
Fotos 4.2.B. – Antenas de eixo duplo, com controle de azimute e elevação. Usadas quando o veículo está próximo. Estas antenas são fabricadas pela TCS (Telemetry & Communications System Inc.). 157
Fotos 4.2.C. – Antenas de eixo simples, com somente controle de azimute. Usadas quando o veículo está próximo da linha do horizonte. 157
Foto 4.2.D. – Uma antena restreadora de prótons usada pela Boeing. 158
Foto 4.2.E. – Uma típica antena de recepção de alto ganho usada nas áreas de teste. 158
Foto 4.2.E. – Uma unidade de controle de antena de dois eixos. 159
Foto 4.2.C. – Exemplo de um amplificador de baixo ruído (LNA). 160
Foto 4.3.1.A. – Contorno de olho para um sinal que tem uma relação sinal-ruído muito ruim. 165
Foto 4.3.1.B. – Contorno de olho para um sinal PCM que tem uma probabilidade de erro de bit de 1/1.000. 166
Foto 4.3.1.C. – Contorno de olho para um sinal PCM aceitável que tem uma probabilidade de erro de bit de 1/100.000. 166
Foto 4.3.1.D. – Contorno de olho para um bom sinal PCM que tem uma probabilidade de erro de bit de 1/10.000.000. 167
Foto 4.5.A. – O receptor Microdyne 1400. 170
Foto 4.6.A. – O combinador de diversidade Microdyne 3220-PC. 173
Foto 4.9. – O decomutador PCM-10 da Metraplex. 179
Foto 4.10.1. – Pré processador LORAL 8715. 182
Foto 4.11.A. – Equipamentos de comunicação sendo usados para retransmitir dados de telemetria de um local para outro. 188
Foto 4.11.B. – O Advanced Range Instrumentation Aircraft (ARIA) é um B707 convertido, agora chamado de EC-18. 189
Foto 4.11.C. – O Gulf Range Drone Control Upgrade System (GRDCUS). 190
Foto 4.11.D. - O Extended Area Test System (EATS) P3. 190
Foto 4.11.E. – O Mobile Ground Telemetry System (MGTS) da SEMCO. 192
Foto 5.2. – Gravador de fitas magnéticas. 197
Foto 5.3. - O gravador ID-1 de 19 mm pode gravar taxas de até 400 Mbps. 200
Fotos 5.3.2. – Exemplos de fitas AIT da Sony disponíveis no mercado. 204
Foto 5.3. – Um dispositivo de gravação óptico com discos removíveis. 207
Foto 5.3.1.A. – Disquete de 5,25 polegadas. 208
Foto 5.3.1.B. – Disquetes SuperDisk da Imation. 209
Fotos 5.3.1.C. – Exemplos de drives ZIP da Iomega. 209

Foto 5.3.1.D. –Disquetes ZIP Drive. 209
Foto 5.3.2.A. –O nome disco rígido geralmente se refere a um dispositivo de armazenamento magnético com uma mídia não-removível. 210
Foto 5.3.2.B. – Exemplos de discos rígidos portáteis. 212
Foto 5.3.D. - O Compact Disk (CD) Read Only Memory (ROM), chamado CD-ROM. 212
Foto 5.3.4. – Exemplos de algumas mídias de DVD graváveis. 216
Foto 5.3.5. – Torre de armazenamento típica, com cinco discos removíveis. 217
Foto 6.1.A. – Gravadores strip chart fornecem um registro analógico contínuo de um parâmetro. 219
Foto 6.1.B. – Uma estação de terra apresentando alguns strip charts (à esquerda). 220
Foto 6.1.C. – Gravador a caneta. 221
Foto 6.1.D. - Eexemplo da saída de um gravador strip chart Astro-Med. 221
Foto 6.2. – Um gravador oscilográfico. 222
Foto 6.4.A. – Estação de trabalho com CRT para exibição de gráficos. 223
Foto 6.4.B. – Estação de terra usando mostradores gráficos. 224
Fotos 6.4.C. – Exemplo de programa gráfico usado na visualização de dados de telemetria. Note a sua versatilidade quanto aos tipos de gráficos e cores. 226
Foto 6.5.A. – View of the Area Control Center (ACC) at Vandenberg AFB. 227
Foto 6.5.E. – Exemplos de mostradores gráficos em um monitor operacional. 230
Foto 7.1.B. – Logaritmos comuns em bels, e definições de dB e dBm. 234
Foto 8.2. – Testes pré-operacionais na cabine do Boeing CH-47Super D. 258
Foto 8.2.2. - Um técnico ajustando o equipamento de front-end. 259
Foto 8.2.3. – Gravadores de fita podem reproduzir testes anteriores para realizar simulações. 260
Foto 8.2.5. – Operador de telemetria ensaiando uma operação. 262
Foto 8.4. - Um operador conduzindo alguns testes pós-operacionais. 267
Foto 8.4.4. - Lançamento sem sucesso de um míssil balístico intercontinental (ICBM) Minuteman. 272
Fotos 9.1.1.A. - F-14 Tomcat. 273
Foto 9.1.1.B. – F-15 Strike Eagle. 274
Fotos 9.1.1.C. – F-16 Fighting Falcon. 274
Foto 9.1.1.D. – F-16 XL. 274
Fotos 9.1.1.E. – F-18 Hornet. 275
Foto 9.1.1.F. – The new YF-22 fighter. 275
Foto 9.1.1.G. – Um Boeing 747 e um Gulfstream. Aviação civil também usa telemetria durante os ensaios em vôo. 275
Foto 9.2.2.A. – Tanque M1 Abrams em uma área de teste. 277
Foto 9.2.2.B. – Veículos terrestres militares. 277
Foto 9.1.3.A. – Um crusador de defesa. 278
Foto 9.1.3.B. – Um porta-aviões. 278
Foto 9.1.3.C. – Um crusador. 279

Foto 9.1.4.A. - O submarino Trident pode viajar mais rápido submerso do que muitos navios na superfície. 279
Foto 9.1.5.A. - Ônibus Espacial durante a decolagem. 280
Foto 9.1.5.B. – X-15. 280
Foto 9.1.5.C. – Soyuz. 281
Foto 9.1.5.D. – Estação Espacial Mir. 281
Fotos 9.2.1. – Alguns outros foguetes auxiliares. 283
Fotos 9.2.2. – Alguns alvos usados nas áreas de teste americanas hoje em dia. 284
Fotos 9.2.4. – O Canada Air (Canadair) RPV. 286
Fotos 9.2.5. – Outros exemplos de mísseis de cruzeiro. 288
Fotos 9.2.6. – Mais exemplos de satélites com sistemas TT&C. 289
Foto 9.2.7.1.A. – Míssil AMRAAM, de médio alcance e guiado por radar. 292
Fotos 9.2.7.1.D. – F-18 lançando mísseis ar-ar. 293
Foto 9.2.7.2. – Míssil Shrike. 294
Foto 9.2.7.3.A. – Sea Sparrow SAM. 296
Foto 9.2.7.3.B. – Patriot SAM. 296
Foto 9.2.7.3.C. – Outro míssil superfície-ar. 297
Foto 9.2.7.3.D. – Outro míssil superfície-ar sendo lançado de um navio. 297
Fotos 9.2.7.4.A. – Um míssil padrão superfície-superfície. 298
Foto 9.2.7.4.B. – Míssil RAM. 299
Foto 9.2.7.4.C. – Míssil SM-II. 299
Foto 9.2.7.4.D. – Navio sendo destruído por um míssil superfície-superfície. 299
Foto 9.2.7.4.E. – Navio lançando dois mísseis superfície-superfície simultâneamente. 300
Foto 9.2.7.5.A. – Torpedo lançado do ar ASROC. 301
Foto 9.2.7.5.B. – Um torpedo grande. 301
Figura 9.2.7.5.C. – Um torpedo moderno sendo lançado do convés de um navio. 302
Foto 9.2.7.8.A. – Míssil Trident. 303
Foto 9.2.7.8.B. – Peacekeeper ICBM. 303
Foto 9.2.7.8.C. – Um ICBM emergindo do mar após o lançamento. 304
Foto 9.2.9.1.A. – Walleye bomb. 305
Foto 9.2.9.1.B. – Um ALX soltando duas bombas na área de testes de armas em Natal. 306
Foto 9.2.9.1.C. – Um bombardeiro invisível B-2 'Spirit' soltando sua carga de bombas. 307
Fotos 9.2.9.2.A. – Um veículo de combate disparando um obus. 308
Fotos 9.2.9.2.B. – Canhões de navios disparando projéteis de médio calibre. 308
Foto 9.2.9.3. – LASER MIRICAL na área de teste de mísseis de White Sands, nos EUA. 309
Figura 9.3.A. – A tela de um programa usado para analisar o desempenho de um piloto, no caso Ralf Schumacher. 311
Fotos 9.3.- Três momentos de um Grande Prêmio de Fórmula 1, de dentro do carro de Jean Alesi. 313

Fotos 9.4.A. – Alguns exemplos de dispositivos de telemetria usados no monitoramento de vida animal selvagem..... 314
Foto 9.4.B. – Exemplo de dispositivo de telemetria, usado como colar no animal a ser rastreado..... 315
Foto 10.4. – Uma régua deslizante circular. 330

Índice de sequências de fotos

Sequência de Fotos 1.1. – Lançamanto de um ICBM Peacekeeper. 8
Sequência de Fotos 1.1.1.A. – Lançamento e monitoramento de um míssil Harpoon. 9
Sequência de Fotos 1.1.1.B. – Cenas de telemetria do primeiro vôo do EMBRAER 170, em 2002. 11
Sequência de Fotos 1.1.2.A. – Um míssil anti-radiação Shrike atinge as proximidades de uma antena de radar. 12
Sequência de Fotos 1.1.2.B. – Um míssil ar-solo atingindo um caminhão durante a guerra do Kosovo… 14
Sequência de Fotos 4.2. – Operador usando funções do ACU para apontar a antena a um lugar predeterminado no espaço. 159
Sequência de Fotos 4.12. – O satélite Tracking and Data Relay Satellite (TDRS) usado para retransmitir os dados de telemetria das áreas de teste das Forças Armadas dos EUA. 193
Sequência de Fotos 6.5. – Operação de teste do míssil Walleye. 232
Sequência de Fotos 9.1.1. – Imagens de telemetria da primeira decolagem de um EMBRAER 175. 276
Sequência de Fotos 9.2. – Um míssil Tomahawk sendo lançado (1, 2 e 3), em cruzeiro (4, 5 e 6) e atingindo o alvo (7, 8 e 9). 282
Sequência de Fotos 9.2.1. – Foguete auxiliar sendo lançado. 282
Sequência de Fotos 9.2.3. – O RPV PIONEER em testes. 285
Sequência de Fotos 9.2.5. – Um ALCM sendo lançado de um Boeing B-52. 287
Sequência de Fotos 9.2.6. – O Tracking and Data Relay Satellite (TDRS). 289
Sequência de Fotos 9.2.7.1.A. - AIM-7 Sparrow sendo lançado de um F-14 Tomcat. 290
Sequência de Fotos 9.2.7.1.B. - F-18 Hornet lançando um míssil ar-ar. 291
Sequência de Fotos 9.2.7.1.C. – Primeiro lançamento do MAA-1 Piranha de um ALX, visto de três pontos de vista. 292
Sequência de Fotos 9.2.7.2.A. – F-18 Hornet lançando um míssil ar-superfície de precisão. Note a precisão com que o míssil atingiu o alvo. 294
Sequência de Fotos 9.2.7.2.B. –Um míssil ar-superfícil se aproximando de uma estação de radar durante a guerra do Kosovo. Imagens tomadas pela câmera do míssil e enviados ao avião lançador. 295
Sequência de Fotos 9.2.7.3. - Um míssil padrão RIM-66A sendo lançado de um navio. 296
Sequência de Fotos 9.2.7.4. – Um RGM-84A Harpoon atingindo o alvo. 298
Sequência de Fotos 9.2.7.5. – Um torpedo de guiagem acústica sendo lançado de um navio. 301
Sequência de Fotos 9.2.7.8. – Um Trident C-4 sendo lançado de um submarino submergido. 302
Sequência de fotos 9.2.9.1.A. – Bombas Snakeye sendo lançadas e explodindo. 306
Sequência de fotos 9.2.9.1.B. – Bomba de Napalm. 306

Índice de gráficos

Gráfico 3.12.A. – Níveis de quantização para 3 bits. 109
Gráfico 3.12.B. – Uma senoide quantizada em oito níveis ou três bits. 111
Gráfico 3.16. – Uma senoide é representada no domínio do tempo e da frequência. 131
Gráfico 3.17.A. - Exemplo de série de Fourier de uma forma de onda períodica consistindo de séries repetitivas de pulsos positivos. 133
Gráfico 3.17.B. – Exemplo de um sinal períodico formado pela soma de três senoides em uma série de Fourier. 134
Gráfico 3.18. – Gráfico da equação (sen x)/x. 137
Gráfico 3.19. – Curva das densidades espectrais normalidas para a potência e taxa de bits do NRZ e Bi-phase. 139
Gráfico 4.2. – Equações de ganho e lergura de feixe para antenas parabólicas. 155
Gráfico 4.4.A. – BER versos o S/R para um sinal PCM/FM, codificado em NRZ-L. 168
Gráfico 4.4.B. – O BEP em função do S/R para vários esquemas de codificação. 169
Gráfico 4.4.C. – O BEP em função do S/R da frequência intermediária. 169
Gráfico 4.10.3.A. - Método do ponto-a-ponto como meio de executar a ECU. 186
Gráfico 4.10.3.B. - Método de ajuste em curva para a ECU. 187
Gráfico 5.1. – Curva da densidade de fluxo magnético (B) versos a força magnetomotriz (H) mostra o ciclo de histerese. 196
Gráfico 7.3.A. – Altitude mínima que está dentro da linha de visão do horizonte de uma antena de telemetria. 237
Gráfico 7.3.B. - Atenuação da atmosfera para sinais de freqüências diferentes. 238
Gráfico 7.7. - Uma forma simplificada de uma análise de enlace. 241
Gráfico 7.8.A. – S/R (dB) para um sinal de 2000,0 MHz em função da distância. 243
Gráfico 7.8.B. – S/R (dB) para um sinal de 2250,5 MHz em função da distância. 243
Gráfico 7.8.C. – S/R (dB) para um sinal de 3000,0 MHz em função da distância. 244
Gráfico 7.8.1. - O horizonte de rádio é a maior distância entre um transmissor a uma altitude e um receptor a outra altitude. 245
Gráfico 8.1.5.A. - Função de distribuição da curva normal. 252
Gráfico 8.1.5.B. – Distribuição normal / Gaussiana. 253
Gráfico 8.1.5.C. – Distribuição de Poisson. 253
Gráfico 8.1.5.D. – Distribuição uniforme. 253
Gráfico 8.1.5.E. – Distribuição exponencial. 254
Gráfico 8.3.1. – Definição do teste de verificação de limite. 264
Gráfico 8.3.2. – Definição do teste de evento antecipado. 265
Gráfico 8.3.3. – Definição de teste de anomalias. 265
Gráfico 8.4.2. - A melhor estimativa da trajetória para o vôo de um míssil balístico. 270

Índice de tabelas

Tabela 3.3.1.A. – Lista parcial de identificação de equipamentos. 49
Tabela 3.3.1.B. – Resumo das características elétricas do ARINC 429. 50
Tabela 3.3.2.A. – Resumo das características do MIL-STD-1553B. 55
Tabela 3.5.1.1. - Padrão IRIG para FM/FM de largura de banda constante. 65
Tabela 3.5.1.2.A. – Largura de banda proporcional de 7,5% , canais 1 – 13 e 14 - 25. 66
Tabela 3.5.1.2.B. – Largura de banda proporcional de 15%, canais A – L. 66
Tabela 3.5.1.2.C. – Largura de banda proporcional de 30%, canais AA – LL. 66
Tabela 3.7. – Os vários métodos usados para preparar os pulsos de amostras. 74
Tabela 3.7.5.2.A. - Padrões de sincronismo recomendados para comprimentos de palavras de 17-24 bits. 85
Tabela 3.7.5.2.B. - Padrões de sincronismo recomendados para comprimentos de palavras de 25-33 bits. 85
Tabela 3.8. – Comparação de algumas características dos sistemas de telemetria analógicos e digitais. .. 87
Tabela 3.10.A. – Os três métodos primários para modular uma onda portadora senoidal. 90
Tabela 3.10.B. – Alocações de frequência para telemetria autorizadas nos EUA pelo RCC. 92
Tabela 3.12. - Relação entre o número de bits disponíveis e o número de níveis distintos que podem ser representados. 110
Tabela 3.13.2. – Código offset binary. 113
Tabela 3.13.3. – Binário complemento de 1. 114
Tabela 3.13.4. – Binário complemento de 2. 114
Tabela 3.13.5. – Código Gray. 116
Tabela 3.13.6. – Dois códigos binários adicionais: o binary coded decimal (BCD) e o hexadecimal. 116
Tabela 3.13.B. – Entradas binárias à esquerda e saída em código Gray à direita. 118
Tabela 3.15. – Técnicas de modulação de chaveamento. 128
Tabela 4.10.3. – Dois métodos populares para executar a ECU. 185
Tabela 5.2.A. – Tempo de gravação para várias configurações e velocidades de fita. 199
Tabela 5.2.B. - Máxima taxa de bits de gravação em Kb/s para vários esquemas de gravação em função da velocidade da fita em polegadas por segundo. 199
Tabela 10.4.2. – Alguns exemplos de transformadas de Laplace. 334

Índice de diagramas em blocos

Diagrama em Blocos 2.1. - Sinais através do sistema de telemetria hipotético. 18
Diagrama em Blocos 2.2. – Visão simplificada de um sistema de telemetria. À direita, detalhe do bloco de transmissão. 21
Diagrama em Blocos 2.3. – Visão simplificada de um sistema de telemetria. À direita, detalhe do bloco de recepção..... 27
Diagrama em Blocos 2.4. – Visão simplificada de um sistema de telemetria. À direita, detalhe do bloco de gravação/arquivamento. 31
Diagrama em Blocos 2.5. – Visão simplificada de um sistema de telemetria. À direita, detalhe do bloco de visualização. 33
Diagrama em Blocos 3.1. – Módulo de telemetria embarcado. 35
Diagrama em Blocos 3.10.1. - Componentes de um módulo de telemetria AM/AM. 98
Diagrama em Blocos 3.10.2. - Componentes de um módulo de telemetria FM/FM. 102
Diagrama em Blocos 3.10.3. - Componentes de um módulo de telemetria PCM/PM. 106
Diagrama em Blocos 3.14.3.A. – Randomizador de NRZ-L para RNRZ-15. 123
Diagrama em Blocos 3.14.3.B. - Decodificador de RNRZ-15 para NRZ-L. 124
Diagrama em Blocos 3.21. – Sistema de telemetria PCM/FM embutido em um pacote HSTSS. 150
Diagrama em Blocos 4.1. – Configuração típica de uma estação de solo para telemetria. 154
Diagrama em Blocos 4.7. – Representação de um bit synchronizer. 174
Diagrama em Blocos 4.9. – Representação de um sincronizador de frames. 178

Lista de abreviaturas, siglas e símbolos

A/D	Analog / Digital
AC	Alternating Current
AFC	Automatic Frequency Control
AGC	Automatic Gain Control
AIT	Advanced Intelligent Tape
AM	Amplitude Modulation
APC	Automatic Phase Control
ASK	Amplitude Shift Keying
BCD	Binary Coded Decimal
BEP	Bit Error Probability
BER	Bit Error Rate
BI-L	Bi-Phase Level
BI-M	Bi-Phase Mark
BI-S	Bi-Phase Space
BIF	Intermediate Frequency Bandwidth
BIT	Binary Digit
BITE	Built In Test Equipment
BJT	Bipolar Junction Transistors
BPF	Bandpass Filter
BPIF	Bandpass Input Filter
bps	bits per second
BPSk	Binary Phase Shift Keying
BR	Bit Rate
BW	Bandwidth
CA	Constant Amplitude
CBW	Constant Bandwidth
CD	Compact Disk / Constant Delay
CD-ROM	Compact Disk- Read Only Memory
CDM	Code-Division-Multiplex
CDU	Control & Display Unit
CEP	Circular Error Probable

CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
CRC	Cyclical Redundancy Check
D/A	Digital / Analog
dB	Decibel
dBc	dB referenciado ao nível da portadora
dBFS	dB referenciado ao sinal de fundo de escala
dBm	dB referenciado a 1 mW
dBw	dB referenciado a 1 W
DC	Direct Current
DLS	Data Link System
DM	Delay Modulation
DSV	Digital Sum Variation
ECC	Error-Correcting Code
EDAC	Error Detection and Correction
ENPBW	Equivalent Noise Power Bandwidth
EUC	Engineering Unit Conversion
FBW	Fixed Bandwidth
FDM	Frequency Division Multiplexing
FET	Field Effect Transistors
FFI	Frame Format Identification
FIFO	First-In First-Out
FM	Frequency Modulation
fps	Frames Per Second
FSK	Frequency Shift Keying
G/T	Gain / Noise Temperature
GCR	Group Code for Recording
GPS	Global Positioning System
HDDR	High Density Digital Recording
HE	High Energy
HR	High Resolution
Hz	Hertz (ciclos por segundo)
I/S	Interference / Signal Ratio

IC	Integrated Circuit
ICBM	Intercontinental Ballistic Missile
IF	Intermediate Frequency
IFM	Incidental Frequency Modulation
IRIG	Inter-Range Instrumentation Group
ISI	Intersymbol Interference
LBE	Lower Band Edge
LBW	Loop Bandwidth
LNA	Low Noise Amplifier
LOS	Line of Sight / Loss of Signal
LPF	Low-Pass Filter
LSB	Least Significant Bit
m	metro
M^2	Miller Squared
MCT	Manufacturers Center Line Tape
MDI	Miss-Distance Information
MI	Modulation Index
MOS	Metal Oxide Semiconductor
MSB	Most Significant Bit
MUX	Multiplexer
NF	Noise Figure
NLT	Noise Loading Test
NPR	Noise Power Ratio
NPRI	Noise Power Ratio Intermodulation
NRZ	Non-Return-to-Zero
NRZ-L	NRZ- Level
NRZ-M	NRZ- Mark
NRZ-S	NRZ- Space
p-p	Peak-to-Peak
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PBW	Proportional Bandwidth
PCB	Printed Circuit Board

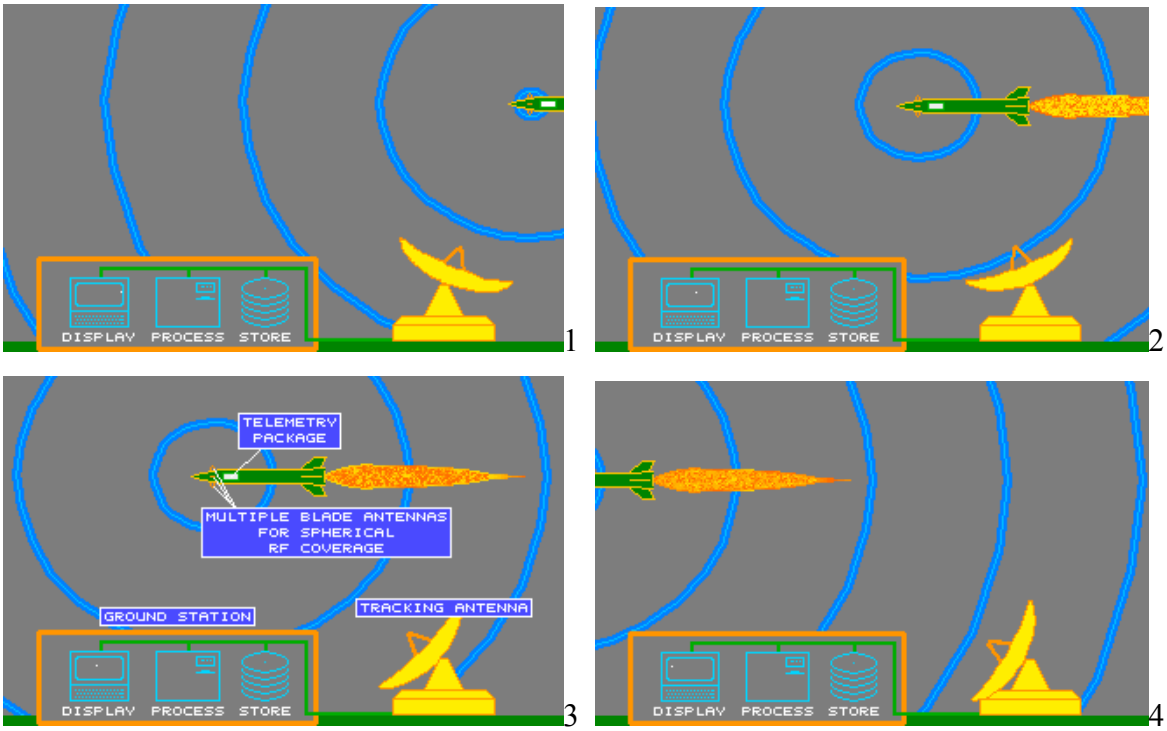
PCM	Pulse Code Modulation
PDM	Pulse Duration Modulation / Pulse Width Modulation
PFD	Power Flux Density
PLL	Phase Locked Loop
PM	Phase Modulation
PN	Pseudo Noise
PPM	Pulse Position Modulation
PPS	Pulses Per Second
PR	Pueudo Random
PRN	Pueudo Random Noise
PROM	Programmable Read Only Memory
PRS	Pueudo Random Sequence
PSD	Power Spectral Density
PSK	Phase Shift Keying
RAJPO	Range Applications Joint Program Office
RAM	Random Access Memory
RCC	Range Control Center / Range Commanders Council
RDP	Radiation Density Pattern
RF	Radio Frequency
RMS / rms	Root Mean Square (Error)
RNRZ	Randomized Non Return to Zero
ROM	Read Only Memory
RPM	Revolutions Per Minute
RR	Reference Receiver
RSC	Reed Soloman Code
RV	Re-entry Vehicle
RZ	Return to Zero
s	Segundo
S/H	Sample / Hold
SCO	Sub-Carrier Oscillator
SFID	Subframe Identification
SGLS	Space-Ground Link Subsystem

SNR	Signal to Noise Ratio
SR	Standard Resolution
SRL	Standard Record Level
SV	Space Vehicle
T&E	Test & Evaluation
TBE	Time Base Error
TCRG	Time Code Reader / Generator
TDM	Time Division Multiplex
TDRS	Tracking and Data Relay Satellite
TDRSS	Tracking and Data Relay Satellite System
TLM	Telemetry
TM	Telemeter
TP	Test Point
TSC	Tape Speed Compensation
TSPI	Time, Space-Position Information
TTL	Transistor-Transistor Logic
UBE	Upper Bandedge
UHF	Ultra High Frequency
V	Volt
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VCR	Video Casette Recorder
VCXO	Voltage Controlled Crystal Oscillator
VHF	Very High Frequency
VHS	Video High-density Recorder
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio

1. Introdução à telemetria

A palavra *telemetria* é a união de duas palavras gregas. *Tele* significa longe e *meter* significa medir. Por isso telemetria (TM) significa realizar medições à distância, ou em local remoto. A telemetria começou devido a necessidade de realizar medições em locais inacessíveis, como a temperatura dentro de um forno, e evoluiu em uma ciência complexa capaz de realizar medições dentro de um míssil guiado, ou em qualquer local remoto.

A *sequência de figuras 1* ilustra o vôo de um míssil em uma área de testes. O míssil ou outro dispositivo em teste contém a bordo um pacote de telemetria de baixa potência, que chamaremos de módulo de telemetria. O módulo de telemetria contém os equipamentos que medem os parâmetros físicos no dispositivo em teste, o circuito condicionador de sinal que prepara os sinais para a transmissão para a estação de terra. O módulo de telemetria também contém um rádio transmissor e antena omnidirecional para suprir os sinais de rádio à estação receptora de telemetria.



Sequência de Figuras 1. – Míssil em uma área de testes enviando sinais de telemetria.

A estação receptora de telemetria ou estação de terra geralmente inclui uma antena de rastreamento parabólica altamente direcional, para receber os fracos sinais de telemetria do dispositivo em teste. A estação receptora de telemetria também contém um sistema de

processamento que lida com o processamento, arquivamento e visualização dos dados. O processador de dados pode lidar também com a computação do rastreamento da antena de telemetria e outras tarefas associadas. Dados de telemetria de estações de terra remotas também podem ser supridas para o centro de controle da área de testes para processamentos ou visualizações adicionais.

Os ingredientes essenciais de qualquer sistema de telemetria incluem pelo menos um sensor, uma antena transmissora de baixo ganho, uma antena receptora de alto ganho, um receptor e um mostrador. Muitos sistemas usam múltiplos sensores, métodos para empacotar muitos dados em um enlace de RF, métodos de desempacotar os dados no centro de controle, métodos de etiquetar o tempo *(time tagging)* na informação para análise pós-operacional, métodos de arquivamento dos dados para análise subsequênte, e métodos muito sofisticados para processar os dados antes de mostrá-los.

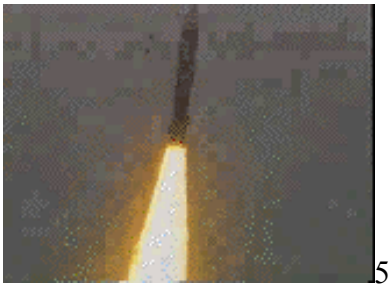
1.1. Uma visão geral das aplicações da telemetria

A *sequência de fotos 1.1* mostra o lançamento do Míssil Balístico Intercontinental (ICBM) *Peacekeeper*. Este é um veículo não tripulado que irá viajar aproximadamente 4000 milhas náuticas até impactar. Muitos parâmetros serão medidos e transmitidos ao solo durante o vôo impulsonado do míssil. Pressão de câmara, aceleração, velocidade, temperatura, e muitos outros parâmetros podem ser medidos no míssil, trasmitidos e recebidos no solo e mostrados para a engenharia e pessoal de segurança de vôo para assegurar que o míssil está funcionando conforme o planejado. No evento de qualquer parâmetro violar critérios pré-determinados e poder representar risco à segurança do vôo, o sistema de propulsão pode ser desligado, e com isso o míssil irá cair sem perigo e balisticamente no oceano. No evento de uma falha no míssil, os dados da telemtria podem ser analisados para se achar a causa. Esta é uma típica aplicação da telemetria.

1

2

3

4

5

7

Sequência de Fotos 1.1. – Lançamanto de um ICBM Peacekeeper.

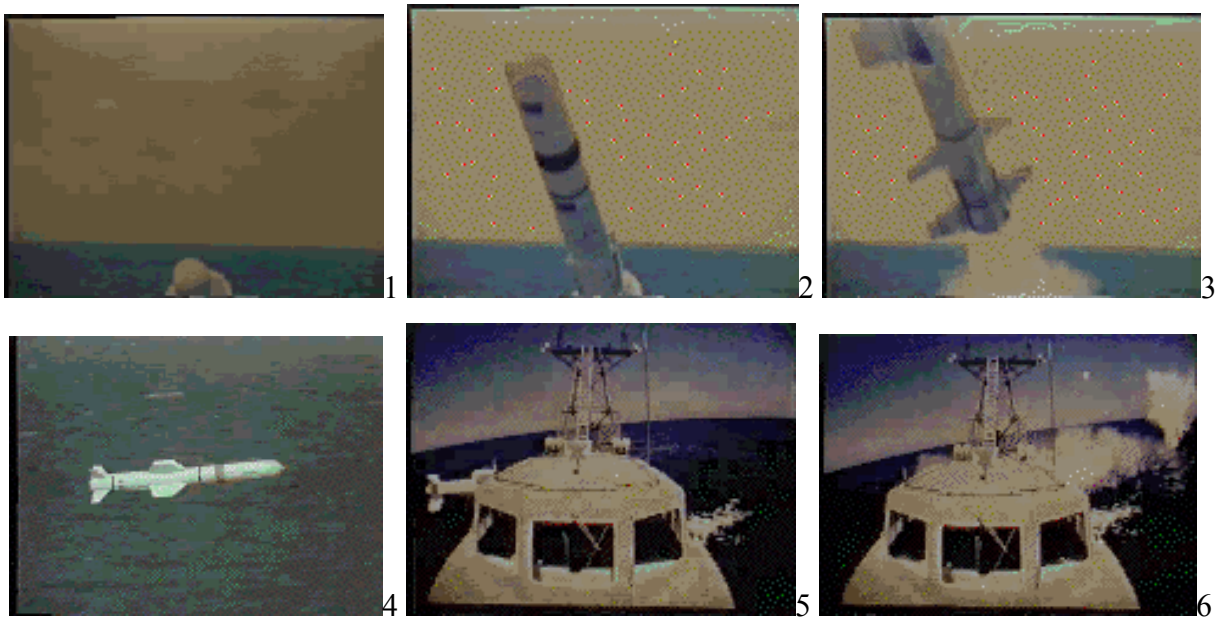
Em geral, a telemetria é requerida sempre que uma medida tem que ser realizada em um local ou ambiente que é inacessível ao homem. Esta é uma definição bem mais geral da que era originalmente usada na qual expande o conceito da remoticidade. Por exemplo, para realizar medições dentro de um túnel supersônico é necessário telemetria pois o homem não deve realizar medições em um ambiente supersônico. Então a definição é estendida para incluir um ambiente remoto, um que não é amigável aos humanos, sendo como um que requere telemetria. Remoto pode não significar a uma distância muito grande, mas significa em um ambiente diferente.

Teste de veículos foi uma das primeiras aplicações da telemetria. Inicialmente, não tripulados, como mísseis guiados, requeriam telemetria, para que os engenheiros soubessem o que se passava dentro do míssil. Veículos tripulados também requeriam telemetria para medir parâmetros, tais como fadiga da asa, que não eram perceptíveis aos tripulantes. A exploração do espaço estendeu a definição de telemetria para incluir o envio de fotos de encontros com outros planetas pelas sondas espaciais. Para vôos espaciais tripulados, milhares de medidas a bordo são transmitidas ao solo para monitoramento. Usinas nucleares estendem a definição de telemetria para incluir as medições realizadas em ambientes insalubres (para o homem) dentro do reator. A profissão médica estendeu a definição de telemetria para incluir as medidas realizadas para monitorar seres humanos, e transmitidas para um local central, que tem que monitorar parâmetros críticos em humanos com saúde debilitada.

1.1.1. Exigências de tempo real

A *sequência de fotos 1.1.1.A.* mostra o lançamento de um míssil *Harpoon* em uma configuração superfície-superfície. As exigências de tempo real para os dados em telemetria em um teste como esse poderiam incluir prover mostradores para o pessoal da engenharia monitorar as funções do míssil do lançamento ao impacto. Os engenheiros poderiam monitorar em tempo

real quais dos vários parâmetros ficaram dentro dos limites esperados e quais funções pré-programadas para o vôo do míssil ocorreram como esperadas. Eles podem avisar ao pessoal de segurança de vôo de condições que requeiram o término do teste devido a alguma falha no míssil. O pessoal de segurança de vôo estará também monitorando os parâmetros de telemetria em tempo real para assegurar que o teste ficará dentro dos limites da área de teste. O termo tempo real implica que as pessoas podem interagir com o teste quando ele acontece. Isto é, o atraso do processamento é suficientemente curto para que as pessoas possam interagir com os eventos à medida que eles aconteçam.



Sequência de Fotos 1.1.1.A. – Lançamento e monitoramento de um míssil Harpoon.

Processamento de dados em tempo real inclui o processamento de todos os dados que podem influenciar diretamente o teste enquanto ele está sendo conduzido. Alguns desses dados são críticos à segurança. Por exemplo, em um míssil balístico de combustível propelente, a pressão na câmara de combustão é chamado de pressão da câmara. O responsável pela segurança quer monitorar o valor da telemetria da pressão da câmara como uma ajuda para verificar que o motor do foguete está operando conforme o esperado. Por isso a pressão da câmara poderia ser um parâmetro crítico que deveria ser processado em tempo real e ser disponibilizado no mostrador do responsável pela segurança. Da mesma forma, as saídas dos acelerômetros tem que ser também processados em tempo real e visualizados pelo responsável.

O processamento em tempo real de parâmetros poderia ter sido muito útil aos pioneiros da aviação (*figura 1.1.1.)*.

Figura 1.1.1. – Um dos irmãos Wright está gritando "Ei Orville, as asas estão vibrando muito", mas seu irmão não consegue ouvir a sua mensagem, durante os testes do Wright Flyer.

A característica de tempo real da telemetria é muito útil no primeiro vôo de qualquer avião. Como o avião é novo, seu comportamento não pode ser totalmente predito, e assim o monitoramento em tempo real em uma estação de solo é um bom recurso para ambos os pilotos e engenheiros evitarem situações de risco. A *sequência de fotos 1.1.1.B.* mostra algumas cenas adquiridas por telemetria durante o primeiro vôo do EMBRAER 170, que foram captadas por mini câmeras instaladas no cockpit e apontadas para o trem de pouso principal, que é um dos sistemas críticos para um primeiro vôo.

1

2

3

Sequência de Fotos 1.1.1.B. – Cenas de telemetria do primeiro vôo do EMBRAER 170, em 2002.

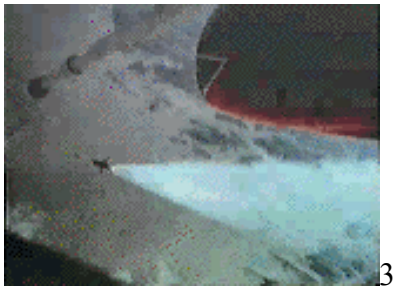
Todos os parâmetros considerados importantes para o responsável pela segurança do vôo devem ser processados em tempo real. Outros parâmetros, como por exemplo tensão da bateria, podem não ser críticos e assim podem ser processados após o teste ter sido completado ou na investigação de alguma anomalia.

1.1.2. Exigências do pós-operacional

A *sequência de fotos 1.1.2.A.* mostra o lançamento de um míssil anti-radiação Shrike contra um radar. Este teste inteiro pode ocorrer no intervalo de um minuto ou dois, dando um tempo de reação muito curto para qualquer ação em tempo real. Mesmo assim o pessoal

responsável irá monitorar o teste e os parâmetros críticos. Nas fotos o míssil atinge perto do radar mas não acerta-o em cheio na antena. A não ser que o míssel tenha sido pré-programado para errar, os engenheiros irão realizar análises pós-operacionais dos dados gravados da telemetria durante o teste para determinar como o míssil se comportou durante o teste e por que ele errou o alvo. Esta análise pós-operacional só é possível devido à gravação permanente dos dados de telemetria realizada durante o teste.

1

2

3

4

5

6

Sequência de Fotos 1.1.2.A. – Um míssil anti-radiação Shrike atinge as proximidades de uma antena de radar.

Uma outra bem conhecida aplicação de telemetria são os filmes gravados a partir de câmeras instaladas em míssies ou bombas, e recebidas e gravadas pela aeronave que o lançou. Essas imagens podem mostrar detalhes dos alvos atingidos, e são amplamente divulgadas pelos meios de comunicação durante o cobrimento jornalístico de uma guerra.

As fotos seguintes mostram algumas dessas imagens:

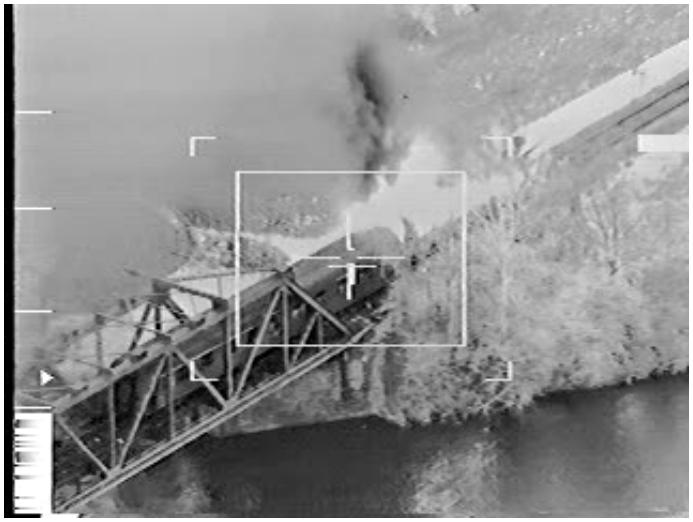


Foto 1.1.2.A. – Um míssil ar-solo segundos antes de atingir uma ponte na guerra do Kosovo.

Foto 1.1.2.B. – Um míssil ar-solo passando perto de uma igreja durante a guerra do Kosovo.

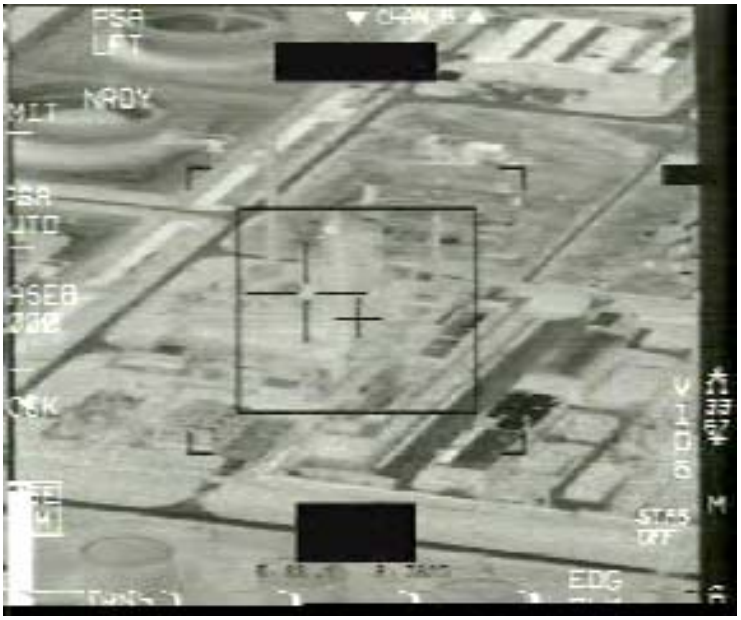
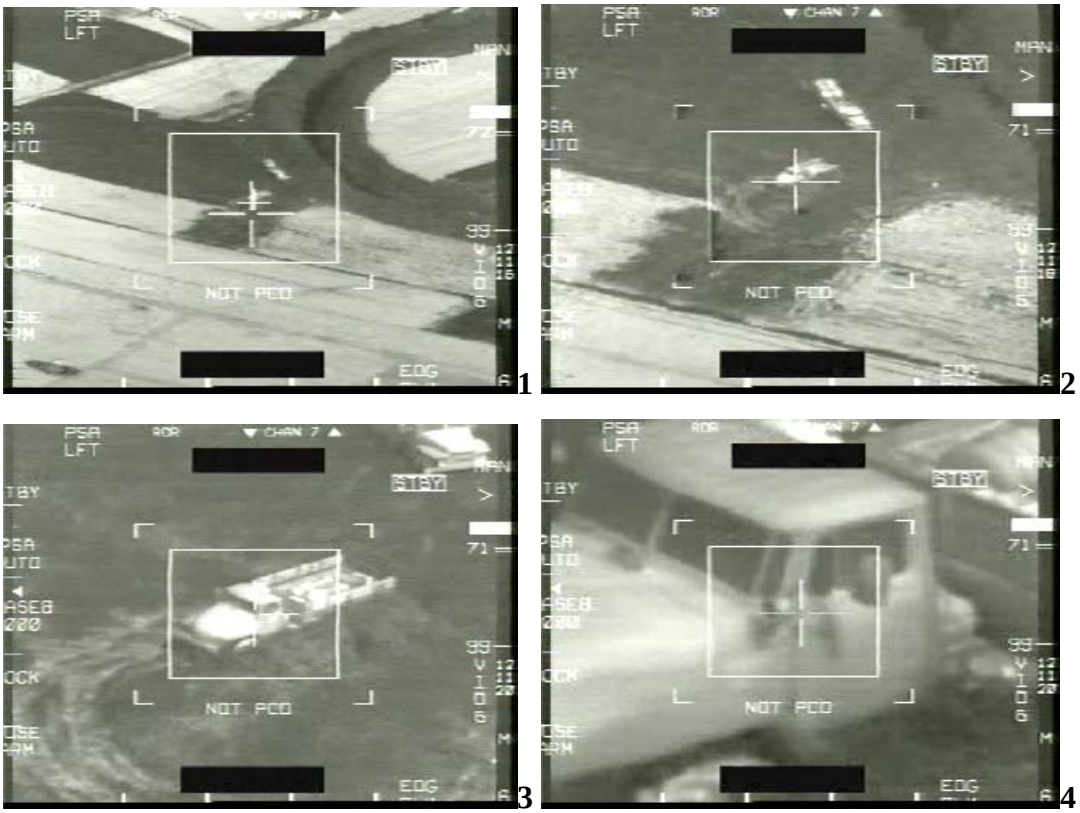


Foto 1.1.2.C. – Um míssil ar-solo aproximando-se de uma refinaria de petróleo durante a guerra do Kosovo.



Sequência de Fotos 1.1.2.B. – Um míssil ar-solo atingindo um caminhão durante a guerra do Kosovo.

A *foto 1.1.2.C.* mostra um míssil fora de controle logo após seu lançamento. Para desenvolver tais dispositivos é necessário ter telemetria do veículo e pós-processar os dados

coletados, já que o veículo em questão é muito rápido para qualquer ação em tempo real. Analisando esses dados, os engenheiros poderão projetar melhorias para corrigir falhas como essa.

Foto 1.1.2.C. – O lançamento desse míssil falhou. Os dados de telemetria são essenciais para corrigir erros de projeto.

De longe a maior quantidade de processamento realizado nos dados de telemetria não são em tempo real. Embora algum processamento pós-operacional pode ser começado durante o teste, não há necessidade de processá-los quase em tempo real. É que o usuário geralmente está ansioso para ver os resultados, e quer vê-los o mais cedo possível depois do teste. Algumas das tarefas do processamento pós-operacional envolvem todas as fontes de dados e incluem:

1. Reconstrução do vôo – o processo de integrar a etiquetagem de tempo de múltiplas fontes em um cenário reconstruído de eventos que ocorreram durante os testes.

2. Melhor trajetória estimada - o processo de integrar a etiquetagem de tempo de múltiplas fontes em uma trajetória reconstruída do objeto de teste.

3. Correlação de eventos – o processo de correlacionar os vários eventos que ocorreram em um entendimento sem emendas do que ocorreu.

4. Investigação de anomalias – o processo de investigação do que ocorreu quando um comportamento anômalo é encontrado. Telemetria é absolutamente crítica quando alguma coisa dá errado!

5. Camparação com simulações – o processo de comparar o que aconteceu no teste real com uma simulação válida. Variáveis podem ser alteradas no simulador até que este produza os resultados observados.

6. Análise de letalidade – o processo de estimar qual a probabilidade de acerto poderia ter tido um míssil com uma ogiva. O resultado depende das atitudes, velocidades, e posições dos participantes quando o lançamento deveria ter ocorrido.

7. Medida da distância do erro – o processo de determinar o quão perto um míssil chegou do alvo. Este pode ser uma quantidade escalar ou vetorial. Isto requer instrumentação embarcada já que os outros sensores estão muito longe para proverem resultados válidos.

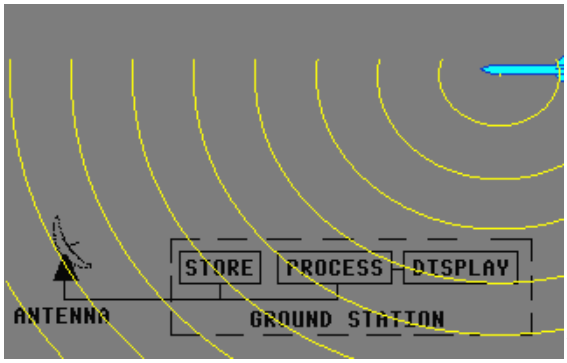
8. Outros – qualquer e todo assunto importante sobre os resultados de um teste como requerido pelo usuário.

2. Visão geral da telemetria

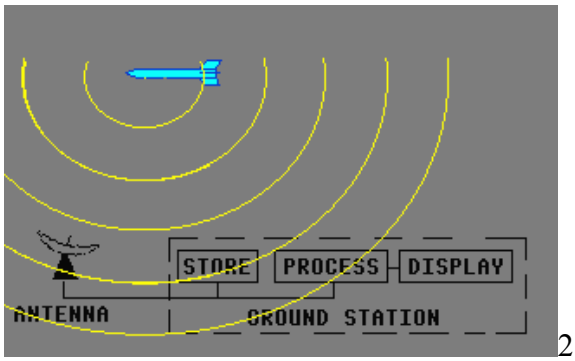
Neste capítulo serão abordados os vários subsistemas que compõem um sistema de telemetria.

2.1. Subsistemas

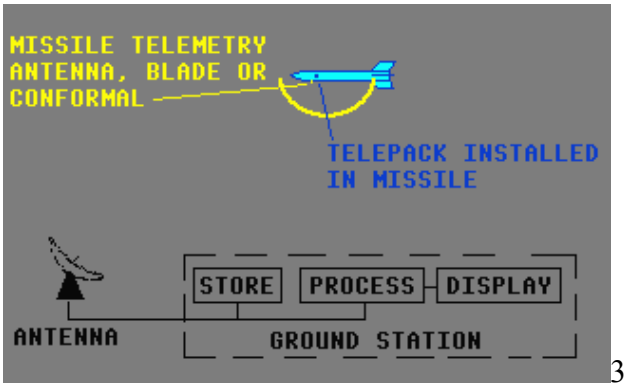
A *sequência de figuras 2.1.* mostra um sistema de telemetria hipotético em operação.



1



2



3

Sequência de Figuras 2.1. - Um sistema de telemetria hipotético em operação.

O *diagrama em blocos 2.1.* rastreia o sinal através do sistema de telemetria hipotético, incluindo o subsistema de transmissão ou módulo de telemetria e o subsistema de recepção ou estação de terra em detalhe. No módulo de telemetria embarcado, são ilustrados os sensores, multiplexador, modulador, amplificador de potência e antena. Ele não ilustra os condicionadores de sinais, osciladores de sub-portadores (*Sub-Carrier Oscilators ou SCOs*) ou seus moduladores de frequência. Para a estação de solo ele ilustra a antena, o pré-amplificador, o detector e o demultiplexador. Ele não ilustra a conversão para unidade de engenharia, o armazenamento dos dados ou a visualização dos dados.

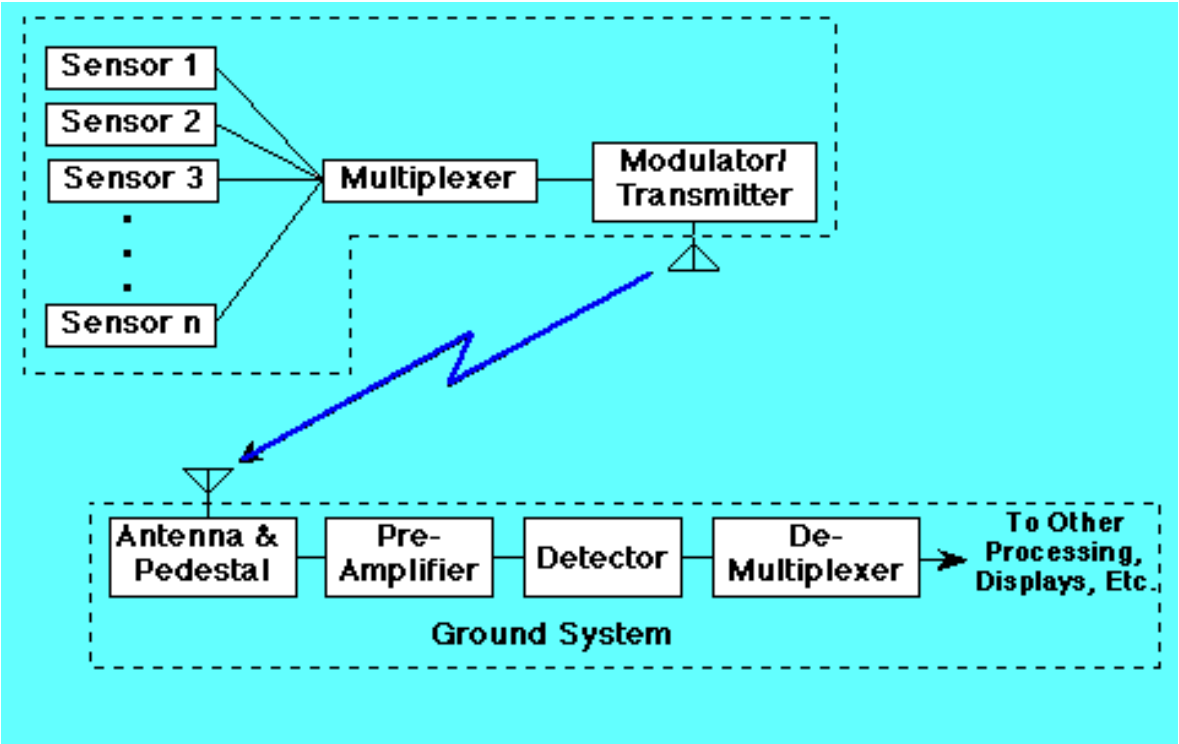
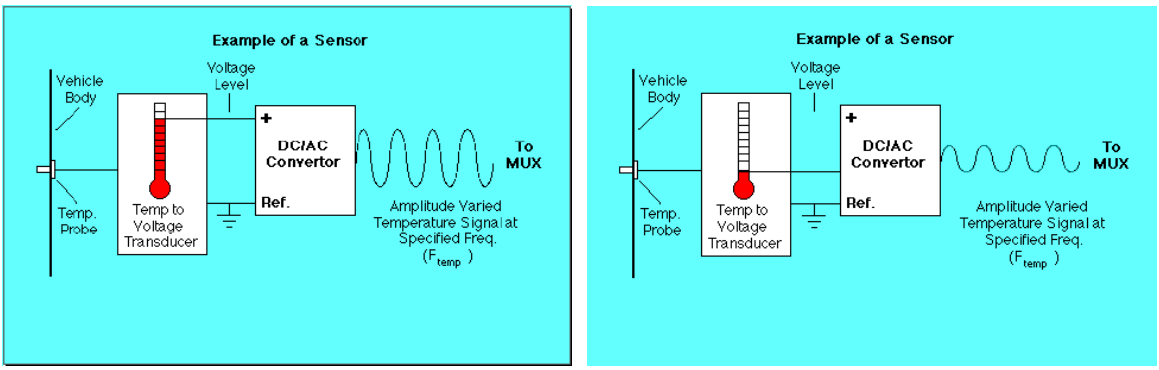
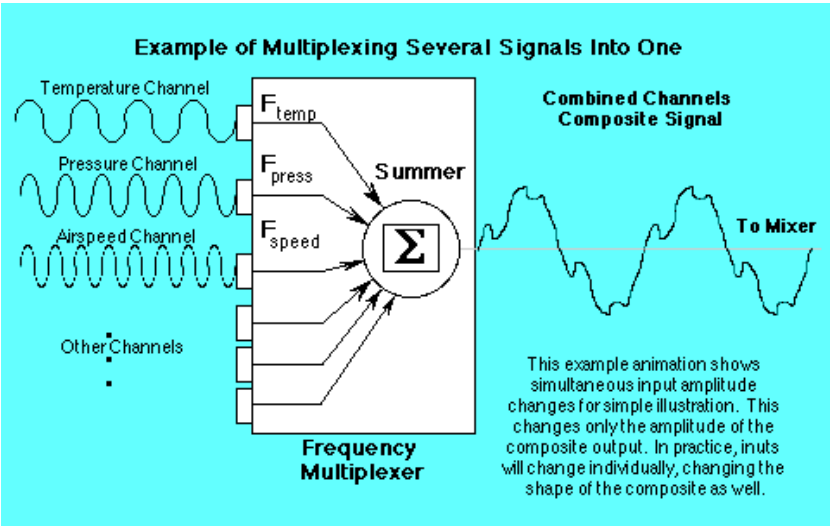


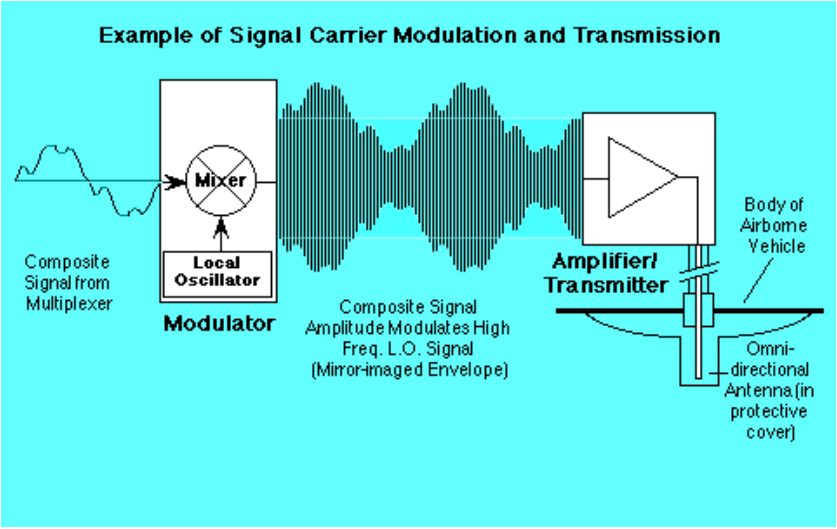
Diagrama em Blocos 2.1. - Sinais através do sistema de telemetria hipotético.



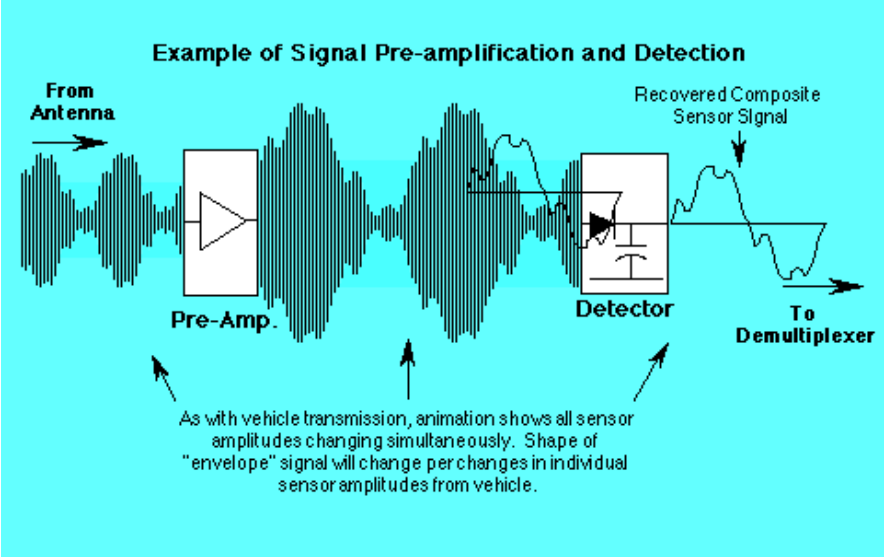
Detalhe do bloco Sensor do 2.1.



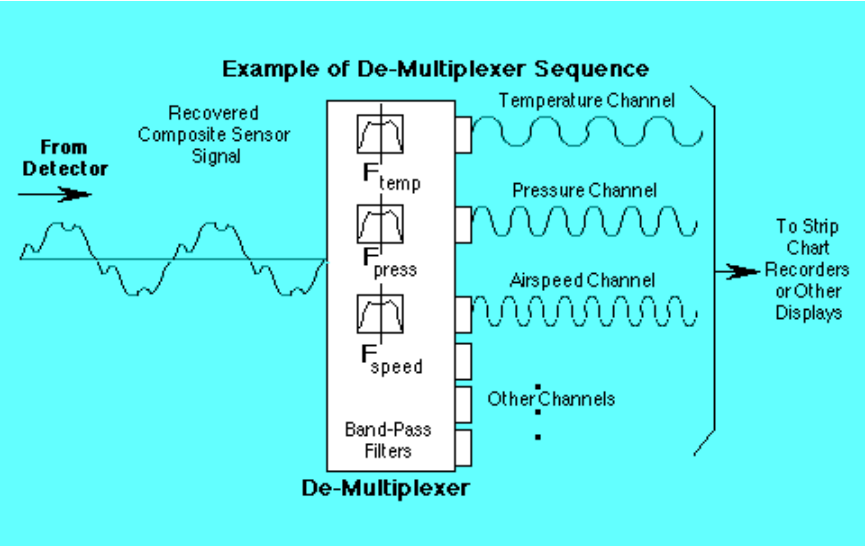
Detalhe do bloco Multiplexador do 2.1.



Detalhe do bloco Modulador/Transmissor do 2.1.



Detalhe dos blocos Pre-Amplificador e Detecção do Sinal do 2.1.

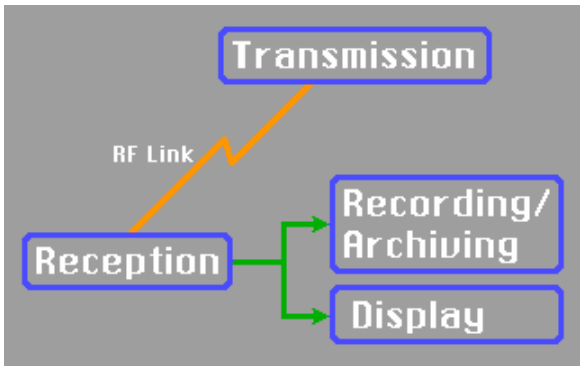


Detalhe do bloco Demultiplexador do 2.1.

Mesmo que esse diagrama em blocos não seja um sistema clássico FM/FM ou PCM, ele serve para ilustrar os conceitos envolvidos ao usar as técnicas de AM e FM. Ele ilustra a multiplexação por divisão de frequência (FDM) para o esquema de encriptação dos dados, e modulação AM para a portadora. Então ele deve ser caracterizado como um hipotético sistema FM/AM. Em geral, este diagrama em blocos (2.1.) mostra como multiplexadores, moduladores, demoduladores e demultiplexadores podem ser integrados em um sistema de telemetria.

2.2. Subsistema de transmissão

O *diagrama em blocos 2.2.* apresenta uma visão simplificada dos grupos de componentes envolvidos em um sistema de telemetria. Eles são *Transmissão*, *Recepção*, *Gravação/Arquivamento* e *Visualização*. Os grupos serão explicados na ordem, começando pela *Transmissão.*



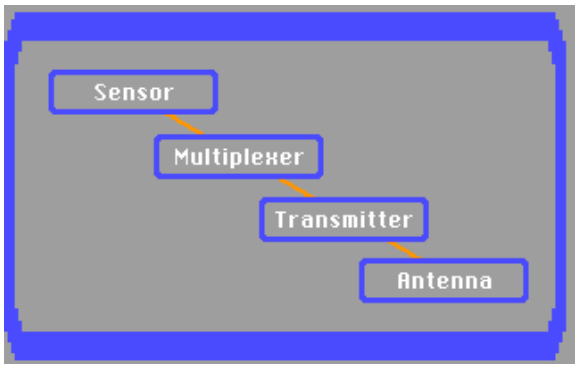


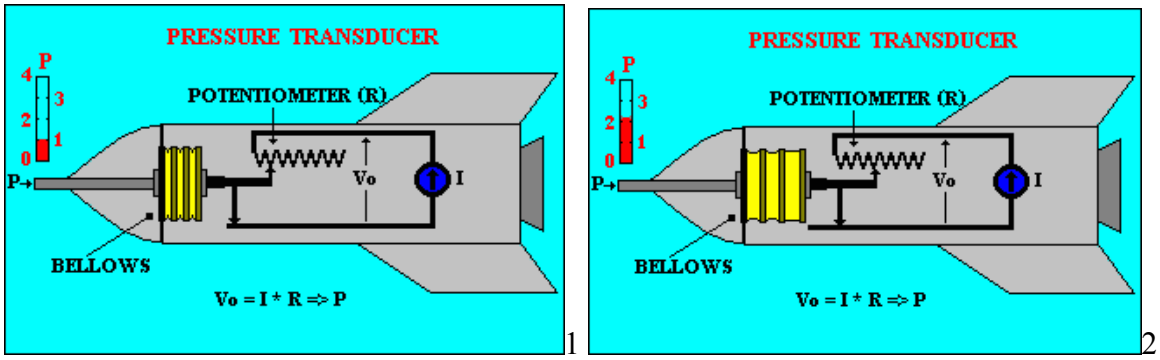
Diagrama em Blocos 2.2. – Visão simplificada de um sistema de telemetria. À direita, detalhe do bloco de transmissão.

Em uma visão simplificada do grupo de componentes da transmissão, a medida de um sensor, como um transdutor de pressão, é realizada e o dado é enviado sozinho, ou mais comumente, juntado com outras medidas através de um processo chamado multiplexação em um *stream* de medidas a serem trasmitidas a um lugar remoto, geralmente uma estação de solo. Se o sinal composto for digital em sua natureza ele poderá ser encriptado para fazer a trasmissão de telemetria ilegível a qualquer um sem a apropriada chave de decriptação. O *stream* de dados é enviado ao transmissor onde ele modula uma portadora de RF. O sinal portador é então enviado à antena de trasmissão onde é irradiado no espaço livre. Em muitos casos esses componentes são fisicamente combinados em uma única unidade de telemetria, chamada de Módulo de telemetria, projetados especificamente para um veículo. Muitos exemplos de módulos de telemetria serão mostrados mais adiante.

2.2.1. Sensores e Transdutores

O objetivo de um sensor ou transdutor é medir alguma grandeza física, como temperatura, e gerar um tensão proporcional à quantidade medida. A entrada pode ser qualquer grandeza física que seja mensurável, mas a saída é quase sempre tensão. Visto que a grandeza física pode mudar no tempo, a tensão tem que seguir a mudança. O tempo todo deve haver uma correspondência direta entre a tensão de saída do transdutor e a medida física.

A tensão de saída é normalmente diretamente relacionada à grandeza física. Por exemplo, pode ser que a temperatura medida por um transdutor varie de 30 ^{o}C para 150 ^{o}C, e a saída do transdutor varie de 0,1 para 3,0 Volt. A saída do transdutor pode ainda ter que ser condicionada a uma faixa adequada ao Módulo de telemetria. O condicionamento pode ser realizado pelo próprio sensor ou no *módulo de telemetria*. Veja a *sequência de figuras 2.2.1*. como um exemplo de como os transdutores podem ser usados.



Sequência de Figuras 2.2.1. – Sensor de pressão instalado em um dispositivo móvel.

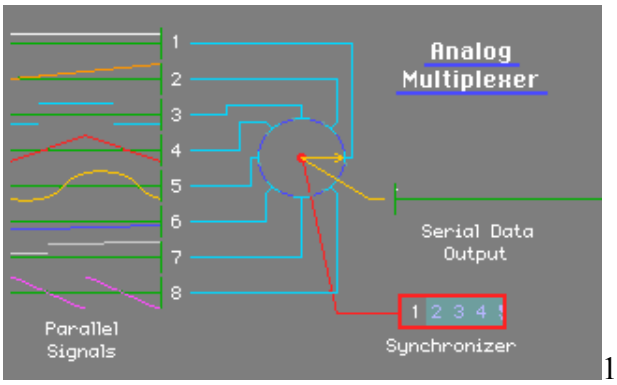
Os transdutores mais comuns medem deformação, fadiga, pressão, temperatura, velocidade, aceleração, deslocamento, altitude, velocidade em relação ao ar, razão de subida, guinada, posição, fluxo de combustível, força, peso, empuxo, humidade, movimento, tensão, corrente, etc. Deve ser notado que os transdutores podem converter uma grandeza física em um outro sinal elétrico que não seja tensão.

2.2.2. Multiplexador

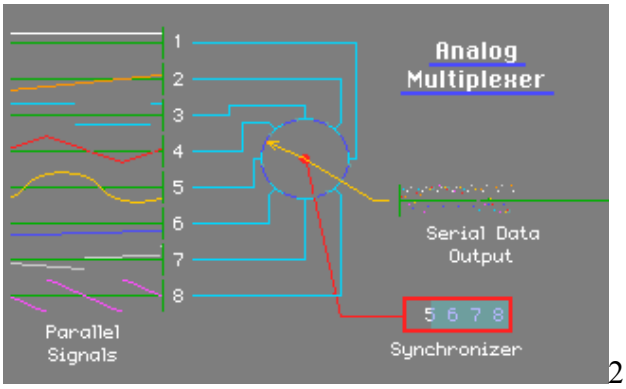
O multiplexador, que é também chamado de comutador, permite que um número de medidas possam ser juntadas em um *stream* de telemetria. Se somente poucos parâmetros serão medidos e transmitidos, cada saída de sensor poderia ser designada para uma frequência de subportadora separada e trasmitida usando o método chamado de multiplexação por divisão de frequência (FDM). Entretanto, os casos normais requerem que centenas ou milhares de medidas sejam enviadas. Com tantas medidas, um método chamado de multiplexação por divisão de tempo (TDM) é usado para amostrar cada sensor de uma maneira ordenada, com cada parâmetro designado a uma fatia de tempo na qual chamamos de *frame*. O número de vezes por segundo que um sensor é amostrado depende do seu conteúdo de maior frequência e está sujeito ao critério de amostragem de Nyquist. A inserção de uma palavra de sincronização de *frames* em cada *frame* de medidas é necessária para que os dados sejam reconstruídos da maneira apropriada no local de recepção. Detalhes do FDM, TDM e critério de Nyquist serão apresentados depois.

A *sequência de figuras 2.2.2.* mostra uma multiplexação por comutador mecânico simples de oito sinais analógicos diferentes em uma linha comum. Os dados não têm significado até que sejam decomutados. Note que um sinal de sincronização de algum tipo é necessário para sincronizar a operação do decomutador com este comutador. A velocidade do comutador tem que

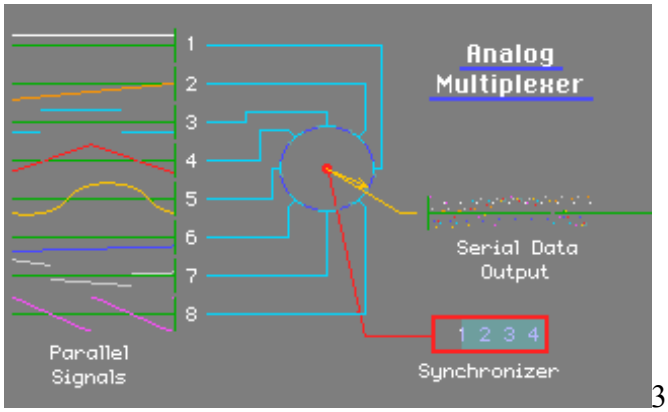
ser rápida o suficiente para conseguir cerca de cinco amostras do componente de maior frequência da entrada de variação mais rápida.



1



2



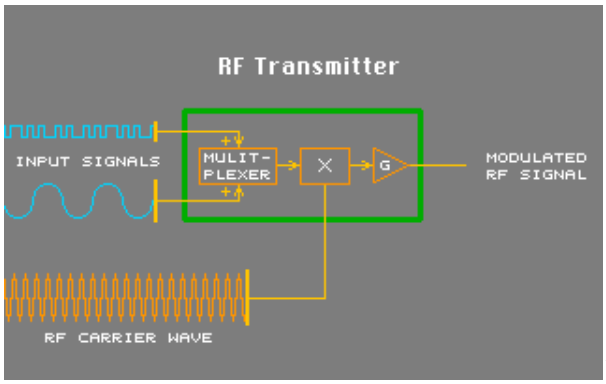
3

Sequência de Figuras 2.2.2. – Operação de um multiplexador analógico.

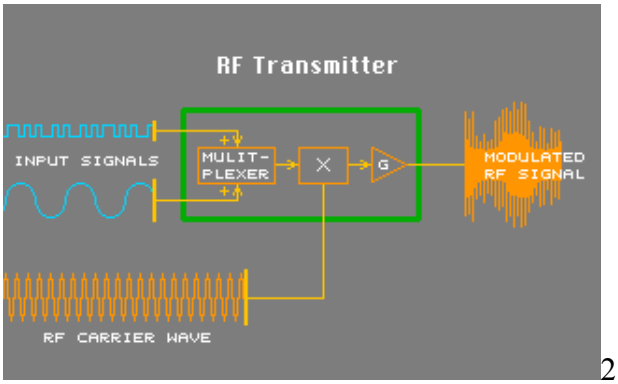
2.2.3. Transmissor

O transmissor produz a energia de RF que permite que os dados da telemetria cheguem ao local de recepção. Itens importantes sobre trasmissores que serão abordados em detalhe depois são métodos de multiplexar os sinais dos sensores em um enlace comum de RF, o tipo de modulação usado e a potência de saída. Os principais tipos de modulação usados na trasmissão de telemetria são a Modulação em Amplitude (AM), Modulação em Frequência (FM) e Modulação em Fase (PM). A potência de saída do trasmissor vai de miliWatt a muitos Watt.

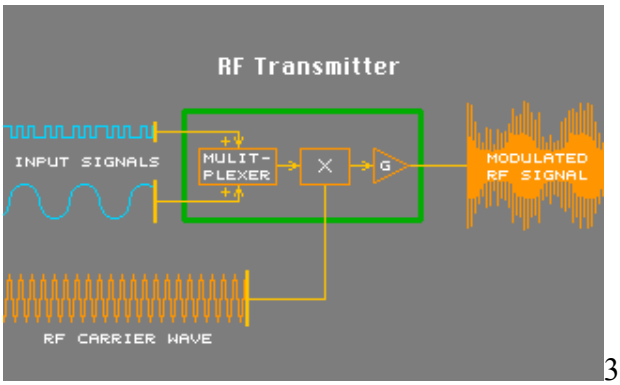
A *sequência de figuras 2.2.3.* mostra dois sinais entrando em um multiplexador por divisão de tempo. A banda base do sinal de saída do multiplexador é fornecida ao modulador onde sua amplitude modula a portadora de RF. A portadora modulada é então amplificada e passada para a antena para a transmissão ao solo.



1



2



3

Sequência de Figuras 2.2.3. – Dois sinais entrando em um multiplexador por divisão de tempo, e sendo modulados para a transmissão.

2.2.4. Antena

A antena fornece um meio de converter o sinal de saída do transmissor em sinais de Rádio Frequência (RF) para permitir comunicação sem fio com a estação de solo. A antena irradia energia de RF e a estação de solo recebe essa energia de RF e a converte de volta em sinais elétricos, como aqueles que foram gerados pelo transmissor.

Geralmente não é possível instalar uma antena direcional no veículo de teste, então este geralmente usa uma antena omnidirecional. A antena omni irradia o sinal mais ou menos uniformemente em torno do veículo. Uma antena direcional de alto ganho na estação de solo adquire o rastreamento do veículo e coleta o sinal do dispositivo em teste para processamento na estação de solo. Uma típica antena omnidirecional é mostrada na *figura 2.2.4.* e nas *fotos 2.2.4.*

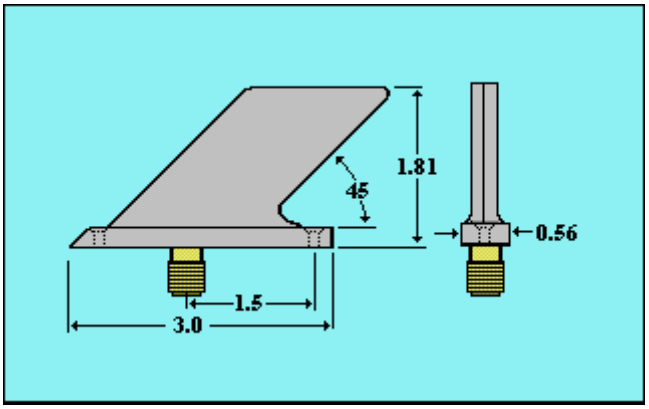


Figura 2.2.4. – Especificação mecânica de uma típica antena de telemetria embarcada. Note sua forma aerodinâmica.

Fotos 2.2.4. – Uma típica antena de telemetria embarcada instalada em um veículo.

A antena trasmissora no veículo tem que casar a impedância da linha de trasmissão vinda do trasmissor com a impedância característica do meio. Isto é necessário para transferir a máxima potência para a onda irradiada e para evitar reflecções nas linhas de transmissão.

2.3. Subsistema de recepção

O *diagrama em blocos 2.3.* apresenta uma visão simplificada dos componentes envolvidos na recepção de um sinal de telemetria. A antena intercepta parte da energia eletromagnética transmitida pelo dispositvo em teste. Normalmente o sinal é amplificado antes de ser enviado ao receptor. O receptor detecta a inteligência da energia RF e produz um sinal chamada de banda base que é uma reprodução do *stream* de dados de telemetria usado para modular o transmissor. O receptor normalmente produz também outra saída chamada de pré-detecção de portadora de fita, ou abreviada para Pre-D. As saídas da banda base e Pre-D podem ser gravadas para análise pós-operacional. Se o sinal de telemetria foi encriptado, ele é decriptado antes de ser enviado ao demultiplexador onde os dados para as medidas individuais realizadas no veículo de teste são separadas para processamento e visualização.

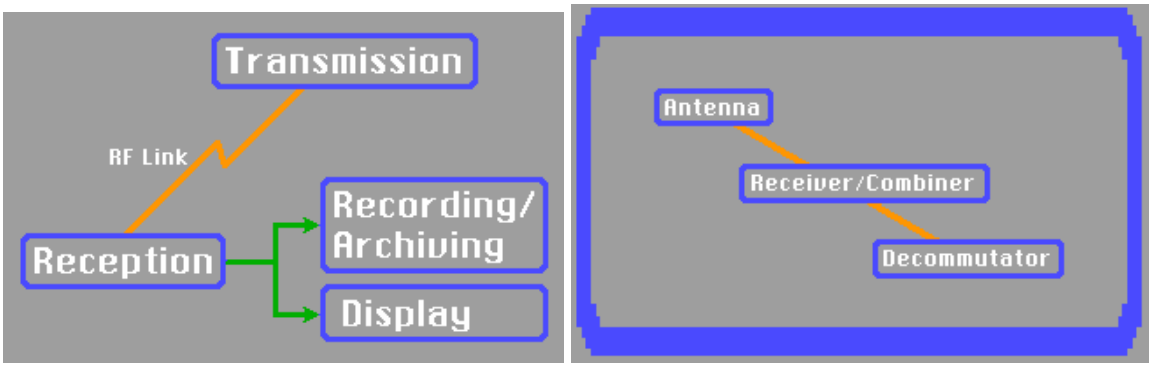


Diagrama em Blocos 2.3. – Visão simplificada de um sistema de telemetria. À direita, detalhe do bloco de recepção.

2.3.1. Antena

A antena para uma estação de terra de telemetria é geralmente grande, direcional e parabólica, como a mostrada nas *fotos 2.3.1*. Um coletor é localizado no foco do prato parabólico. O coletor converte as ondas eletromagnéticas incidentes em sinais para o receptor. Os sinais do veículo que chegam ao local de recepção são geralmente fracos devido:

1. O veículo pode estar a uma grande distância da estação de terra;

2. O veículo tem uma antena omnidirecional;

3. O veículo tem potência limitada a bordo para o módulo de telemetria.

Já que o veículo está enviando banda ampla de dados multiplexados, o receptor tem que manter uma boa relação sinal-ruído (*Signal-to-Noise-Ratio, SNR*) para receber os dados com credibilidade. A grande antena de recepção ajuda a maximizar o S/R já que o ganho (G) da antena parabólica aumenta com o diâmetro. A antena geralmente emprega um amplificador de baixo ruído (*Low Noise Amplifier, LNA*) localizado no coletor da antena. O LNA é usado para elevar a tensão do fraco sinal de telemtria enquanto não adiciona muito ruído ao sinal. O LNA tem uma figura de ruído (*Noise Figure*) ou temperatura de ruído equivalente (*Equivalent Noise Temperature*) muito baixa. Esta combinação de grande ganho de antena e amplificador com baixa temperatura de ruído equivalente produz uma grande razão Ganho/Temperatura (G/T). G/T é uma carcaterística de mérito para as antenas, e que será discutido em detalhe depois.

Fotos 2.3.1. – Antenas receptoras grandes e parabólicas.

A antena grande e direcioanl requer motores de comando de azimute e elevação para apontar a antena. Sinais de erro do coletor da antena podem ser usados para comandar um sistema de rastreamento automático para manter a antena apontada para o veículo. A antena pode ter dificuldades de adquirir o fraco sinal de telemetria do veículo e assim dados de radar são frequêntemente usados para apontar a antena para o veículo e ajudar na aquisição e estabelecimento do rastreamento automático.

A recepção de telemetria usando arranjos de antenas em fase é usado em muitas áreas de teste. Com um arranjo em fase de antenas a largura do feixe de recepção da antena é mudado pelo controle de atraso de fase para um grande número de elementos, normalmente arranjados em forma retangular. A principal vantagem de usar um arranjo de antenas em fase é que um número de fontes de RF podem ser rastreadas simultâneamente sobre um setor significante.

2.3.2. Receptor

O receptor de telemetria é o equipamento central de um estação de terra de telemetria. O receptor deve aceitar o sinal de RF da antena, converter o RF para uma frequência intermediária (*Intermediate Frequency, IF*), e demodular a portadora para obter o vídeo ou a banda base transmitidos.

Muitos receptores de telemetria são na verdade dois receptores separados. Um receptor e o coletor apropriado da antena é projetado para receber uma polarização, digamos a vertical, e o outro é projetado para receber a polarização ortogonal, digamos a horizontal. Um circuito de *combinador de diversidade* é usado para combinar as saídas dos dois diferentes receptores de polarização (como mostrado na *figura 2.3.2.*). Isto se demonstrou um método eficaz de evitar

perda do sinal de telemetria devido a má combinação de polarização entre as antenas receptoras e transmissoras causada quando o veículo de teste manobra durante os ensaios.

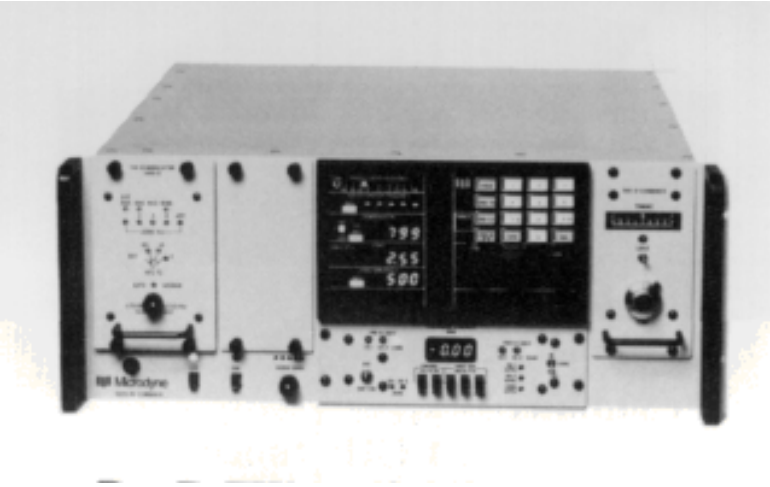
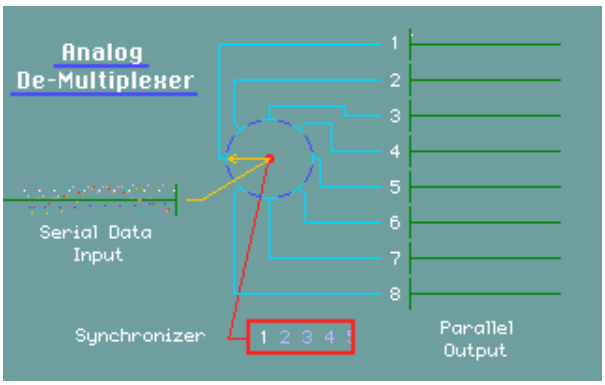


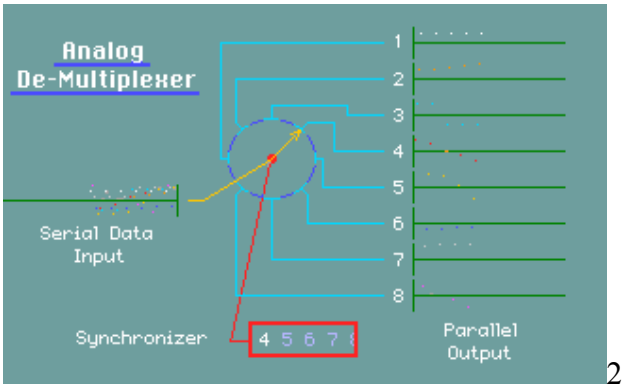
Figura 2.3.2. – O combinador de diversidade usado na combinação do sinal de dois receptores de polarizações diferentes.

2.3.3. Decomutador

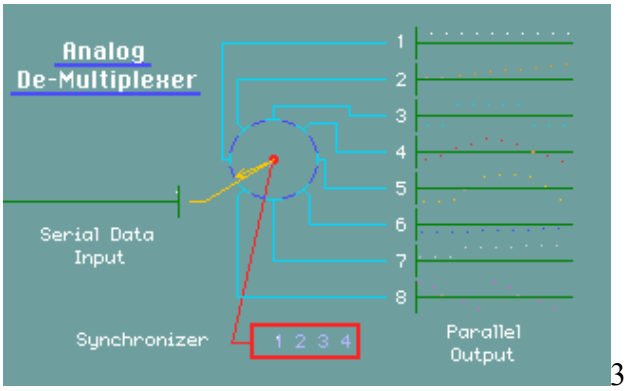
A *sequência de figuras 2.3.3.* ilustra um decomutador mecânico. Ele está decomutando 8 canais de informação. Note que é imperativo que o decomutador se mantenha sincronizado com o comutador. O sinal de sincronização aqui é mostrado como um sinal separado, mas geralmente é um sinal de sincronismo que ocupa uma ou mais entradas do comutador.



1



2



3

Sequência de Figuras 2.3.3. – Decomutador mecânico.

O decomutador, ou decom, é o dispositivo que recupera os dados de medidas individuais ou palavras do sinal de banda base para um sinal dispositivo em testedo multiplexado por divisão de tempo. Decomutação envolve o estabelecimento do começo do *frame* de dados de modo que os valores individuais dos sensores ou palavras possam ser identificados e separados. A sincronização do *frame* é realizada pela programação do decom, ou por um sincronizador de *frames stand-alone,* para reconhecer as únicas palavras de sincronismo do *frame* (*frame sync words*) ou palavras que foram colocadas no *stream* de dados antes da transmissão. Com a representação digital de dados o *frame sync* será uma combinação única de 1s e 0s que o decom deverá reconhecer. Com a representação analógica de dados o *frame sync* é um padrão único de pulsos.

O decom é normalmente parte de um processador de dados de telemetria. O processador opera nos valores separados dos parâmetros recuperados de um *frame* de dados identificando-os com um número de parâmetro e uma etiqueta de tempo (*time tag*). O dado nesta forma pode ser gravado para arquivamento ou fundido (*merged*) com outros dados de telemetria ou dados de outras fontes para processamento e visualização. A conversão para unidade de engenharia é também desempenhada para converter a tensão ou palavra digital em uma medida de engenharia com unidades e significado, como graus de temperatura, libras de pressão, graus de deflexão.

Sinais multiplexados em frequência não são decomutados, mas são demultiplexados pela filtragem do sinal para recuperar o dado em cada uma das subportadoras.

2.4. Subsistema de gravação e arquivamento

Os dados de telemetria são gravados/arquivados em muitos pontos na recepção e no fluxo do processamento dos dados. O primeiro lugar onde os dados são gravados é imediatamente após os receptores. Após deixar o receptor, o sinal de Pre-D mencionado anteriormente é gravado junto com o sinal de banda base. O sinal de Pre-D é gravado como um meio de conseguir detectar novamente o sinal de banda base caso ocorra um erro na configuração no receptor de IF que corrompeu a banda base ou algo a mais que ocorreu e que fez necessária uma nova detecção da banda base. O sinal Pre-D também preserva a resposta DC no começo do fluxo de recepção. A banda base é gravada para arquivamento. Ambos o sinal Pre-D e de banda base podem ser reproduzidos no pós-operação para recuperar dados medidos. A gravação neste ponto é normalmente realizada em gravadores de fitas analógicas usando métodos de gravação diretos ou por modulação de frequência. Detalhes serão fornecidos adiante.

O segundo lugar onde os dados são gravados é após ele ter sido demultiplexado e processado. Os dados são normalmente digitais neste ponto e cada ponto de dado para uma medida tem a identificação de um número de parâmetro e etiqueta de tempo associada. A gravação pode ser realizada usando vários dispositivos incluindo gravadores de fitas digitais em carretéis, discos flexíveis, discos rígidos, gravadores de fita de cabeça rotatória e dispositivos de gravação ópticos. A escolha é geralmente deixada para o cliente que pode ter uma estação de trabalho que usa um dispositivo em particular para entrada de dados.

O subsistema de gravação/arquivamento é mostrado no *diagrama em blocos 2.4*.

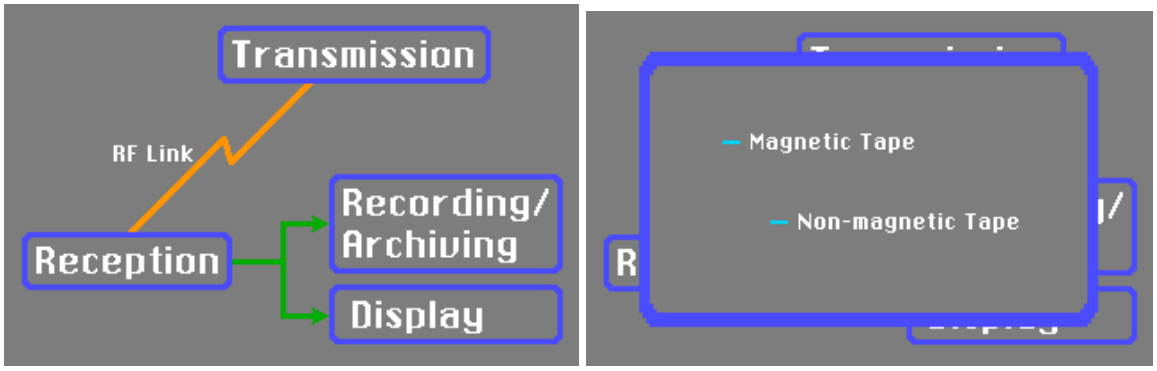


Diagrama em Blocos 2.4. – Visão simplificada de um sistema de telemetria. À direita, detalhe do bloco de gravação/arquivamento.

Gravação

Como discutido anteriormente, os dados de telemetria para um ensaio é gravado em muitos pontos ao longo do processo. Os dados gravados são usados em modo de reprodução em análises pós-operacionais do ensaio e também serve como arquivo dos dados do teste.

A gravação dos sinais de banda de base e Pre-D são normalmente realizados no local de recepção. Como discutido anteriormente, um número de locais de recepção remotos podem estar envolvidos em coletar dados de telemetria em um ensaio em particular. Os dados desses locais remotos são transferidos para um local central via linha terrestre, enlace de microondas, ou linhas de fibras ópticas de modo que um fluxo initerrupto de dados seja disponibilizado para visualização em tempo real. Cada um desses locais remotos irão também gravar os dados como uma segurança contra falha na comunicação e para análise pós-operacional.

O método normal de gravar dados usa gravadores de fitas magnéticas. Eles são gravadores analógicos que usam os sinais de telemetria para comandar um campo magnético criado através do espaço entre as cabeças de gravação que estão em contato físico próximo com a fita magnética movendo-se entre eles a uma velocidade constante. O material magnético usado nas fitas de gravação consiste de uma fina camada de óxido ferroso depositado sobre uma capa de material plástico como o mylar.

Há algumas configurações de cabeças usadas com vários números de trilhas. Uma simples pista irá ser normalmente usada para gravar um *stream* de dados. O tempo IRIG também é gravado em cada fita para permitir a correlação de eventos durante a reprodução. Uma configuração de cabeça muito usada usa 14 trilhas separadas. Grandes carretéis de fita são usados para aumentar o tempo de gravação disponível. Por exemplo, um carretel de 14 polegadas de diâmetro irá ter 9200 pés de fita. A configuração da estação de terra têm gravadores equipados com dois transportadores de fita que são operados no modo Ping-Pong, um grava enquanto o outro está sendo carregado com um novo carretel de fita. Usando este esquema os dados vão para trás e para frente entre os dois transportes sem perdas durante ensaios longos.

Dois tipos de gravação analógica são normalmente usados em estações de terra de telemetria, gravação direta e gravação em FM. Cada tipo tem suas vantagens e limitações que serão discutidas adiante.

2.5. Subsistema de visualização

Os mostradores são usados para apresentar os dados da telemetria para o cliente de maneira que permita a avaliação do veículo em teste. Normalmente, enquanto um teste está sendo conduzido, dois grupos de pessoas olham para os dados mostrados. Um grupo é de engenheiros que sabem os detalhes do funcionamento do veículo e querem olhar as medidas para determinar se tudo está funcionando como projetado. Eles geralmente querem os dados mostrados de

diversas formas, envolvendo gravadores *strip chart*, mostradores gráficos e tabulares. O gravador *strip chart* é um mostrador analógico onde o dado é apresentado em um gravador de papel, com o papel avançando continuamente sob um dispositivo marcante. Mostradores gráficos podem usar uma tela do tipo CRT para mostrar os dados em gráfico tipo X-Y, ou gráfico de barra, indicador de ponteiro, ou em qualquer outra maneira que o engenheiro possa desejar. Dispositivos de formato tabular apresentam os dados continuamente com os valores dos itens de interesse. Detalhes deles serão apresentados adiante.

O *diagrama em blocos 2.5.* mostra o subsistema de visualização na telemetria:

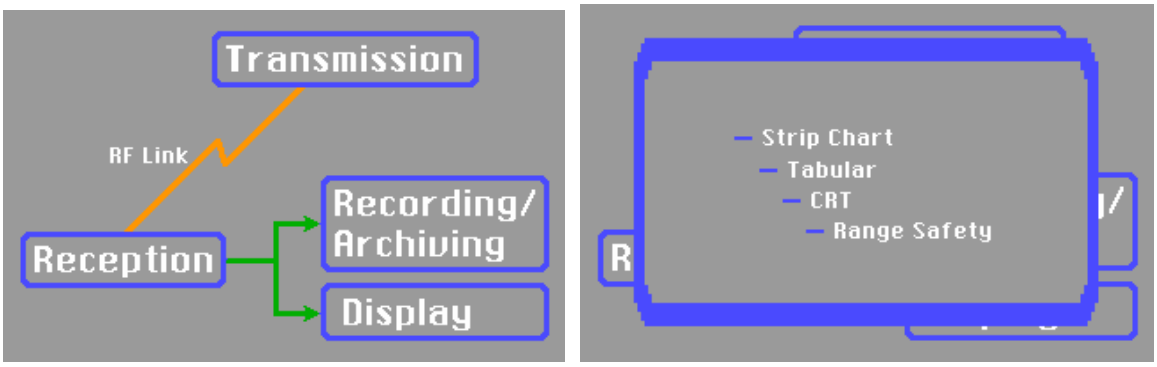


Diagrama em Blocos 2.5. – Visão simplificada de um sistema de telemetria. À direita, detalhe do bloco de visualização.

O segundo grupo de pessoas que estão interessadas na visualização dos dados de telemetria são os responsáveis pela segurança de vôo. Eles estão interessados nos dados que dão uma indicação se o veículo está operando de forma segura. Eles podem querer visualizar a atitude, o rolamento e a guinada do veículo, que poderiam indicar um problema do veículo em manter-se no seu espaço designado na área de testes.

3. Transmissão

3.1. Subsistema de Transmissão

Este capítulo irá explorar o subsistema de trasmissão em muito mais detalhes. Lembre-se que o subsistema de transmissão é aquele que está localizado no dispositivo em teste. Esta é uma *foto (3.1.A.)* do *Exoatmospheric Re-entry Interceptor System (ERIS)*. O ERIS é um programa de defesa contra míssies balísticos. Este pequeno veículo contém o subsistema de transmissão que irá medir os sensores no dispositivo em teste e transmitir essas medidas ao solo. Note que no caso de veículos não tripulados o pacote de telemetria é sempre perdido no ensaio. Isto não deveria ocorrer com as operações tripuladas.

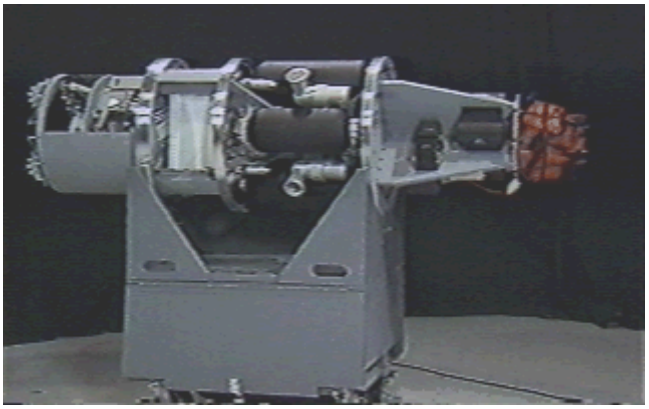


Foto 3.1.A. – ERIS (Exoatmospheric Re-entry Interceptor System).

Transmissor

O *diagrama em blocos 3.1.* mostrado representa um módulo de telemetria embarcado. Os sinais de interesse são monitorados por um ou mais sensores no subsistema de fontes de sinais. Cada um deles é então condicionado pelo condicionador de sinais para proporcionar o sinal ao nível adequado para uso do multiplexador de sinais. O multiplexador de sinais usa um método como a multiplexação por divisão de tempo (TDM) ou a multiplexação por divisão de frequência (FDM) para colocar os sinais em uma portadora comum. O multiplexador tem que ter a compania de um demultiplexador no solo que possa pegar a portadora comum e separar os sinais individuais dos sensores. O transmissor amplifica a portadora comum e modula um sinal de RF que é então aplicado na antena e transmitido ao solo.

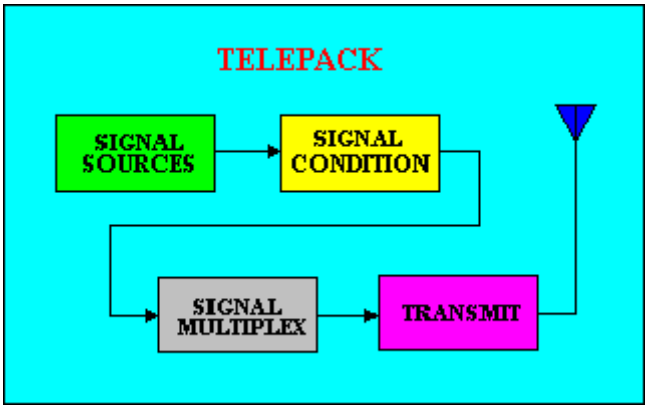


Diagrama em Blocos 3.1. – Módulo de telemetria embarcado.

Sistema de aquisição de dados

O Metraplex Microsystems 760 Series Hybrid Data Measurement System é mostrado na *foto 3.1.B*. Ele fornece capacidade de medida em banda larga para o dispositivo em teste, como vibração, flutter e ensaios estruturais. Ele integra condicionamento de sinal, calibração, e multiplexação FM em único pacote compacto. Cada canal de cartão contém seu próprio condicionador de sinal, circuito de calibração e VCO. Ele atende às requisições da norma MIL-STD-810C, e foi qualificado em vôo no caça F-15E e no Titan IV Space Booster.

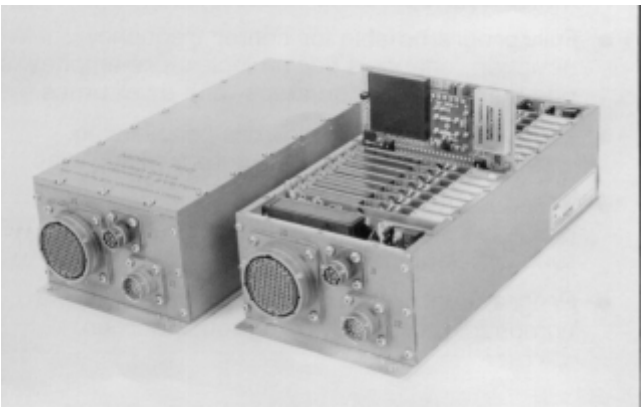


Foto 3.1.B. - Metraplex Microsystems 760 Series Hybrid Data Measurement System.

Outro sistema de aquisição de dados, mais moderno que o exposto acima, é o MicroDAS-1000 Advanced Data Acquisition System da L3 Communication Telemetry-East. Seu pricipal componente é a RMU (*Remote Multiplexing Unit, foto 3.1.C.*), que apresenta 16 fendas para acomodar muitos tipos de condicionadores de sinais (apresentados como cartões), cada um para um tipo específico de sinal (analógicos ou digitais). Muitas RMUs podem ser interconectadas para formar um sistema de aquisição de dados maior.

Foto 3.1.C. – Uma RMU do sistema MicroDAS-1000 da L3.

Estas pequenas caixas multiplexam todos os dados sendo adquiridos pelos cartões em um *stream* PCM, cujo formato depende da configuração carregada via software na RMU (*foto 3.1.D.*). Este *stream* PCM pode ser diretamente conectado em um trasmissor e transmitido.

Foto 3.1.D. – A RMU e o programa usado para configurá-lo.

3.2. Sensores e transdutores

A *foto 3.2.* mostra alguns transdutores de pressão. Tipicamente, a saída de fundo de escala para esses dispositivos é de 3,0 miliVolt por Volt de excitação. A tensão de excitação é nominal em 10 Volt. Os transdutores mostrados cobrem uma faixa de pressão de 0-30000 PSIA. A linearidade para este tipo de transdutor é tipicamente de +/- 0,25% em uma faixa de operação de -30 a +170 ^{o}C.

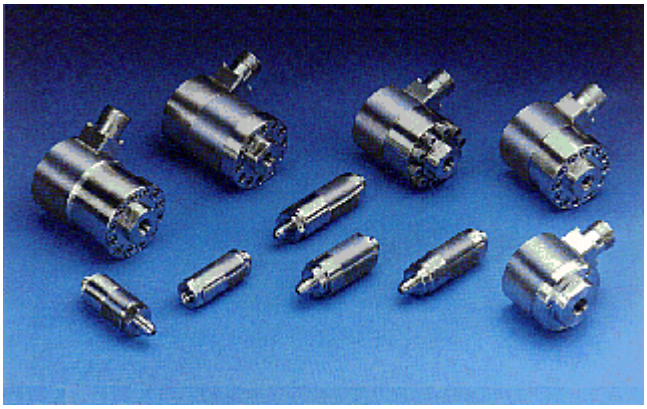


Foto 3.2. – Transdutores de pressão.

Sensores e transdutores são os dispositivos usados para medir grandezas físicas no dispositivo em teste e gerar um sinal elétrico proporcional à magnitude da quantidade medida. O termo sensor implica que o dispositivo é capaz de medir o parâmetro físico e produzir um sinal elétrico proporcional. O termo mais apropriado é transdutor, já que ele transforma um parâmetro medido em outro para produzir uma tensão proporcional à magnitude do parâmetro medido. O transdutor cria uma mudança no parâmetro elétrico, geralmente tensão, que é proporcional à mudança no parâmetro físico. O microfone é um transdutor que transforma as variações na pressão do ar de uma onda sonora em uma onda de tensão elétrica que é proporcional em amplitude à amplitude da onda sonora.

Transdutores geralmente variam um de três parâmetros elétricos em proporção à grandeza física. Resistência variável, capacitância variável e indutância variável são os mais populares. Também existem os dispositivos fotovoltáicos e fotocondutivos. Os transdutores também são classificados como geradores ou não geradores, dependendo se precisam ou não de uma fonte de alimentação externa para ativá-los. Transdutores do tipo geradores incluem os piezoeléctricos, fotovoltáicos, magnéticos e termoelétricos. Transdutores do tipo não geradores que modulam a frequência de um oscilador incluem aqueles com capacitância variável, resistência variável e reatância variável.

A seguir mais sobre transdutores:

3.2.1. Acelerômetros

Um acelerômetro é essencial para avaliar o desempenho de um veículo se movendo. Aceleração é a razão da mudança da velocidade, referida como dv/dt. Um corpo cai ao solo

devido à força da gravidade. Se permitido cair, o corpo irá acelerar em uma razão constante de 9,8 m/s/s, já que a aceleração da gravidade é considerada constante. A equação que o governa é F = m x a, ou a força é igual à massa vezes a aceleração. Um acelerômetro geralmente mede o movimento de um peso ou massa montado no veículo.

Na *figura 3.2.1.* mostrada, o eixo está engastado ao veículo e está orientado na direção em que a aceleração deve ser medida. O peso está livre para mover-se no eixo, e representa a massa m. As duas molas mantêm a massa centrada no eixo quando não há aceleração presente. Quando o veículo e o eixo aceleram para a esquerda no desenho, o peso se desloca para a direita pela força da aceleração. A resistência R_V aumenta com a aceleração, e retorna ao zero quando a aceleração cessa. A razão para haver duas molas é medir acelerações tanto positivas quanto negativas. O potenciômetro deve estar centrado quando o veículo está em repouso ou em movimento a uma velocidade constante, e uma tensão de metade do valor de pico deveria representar o zero de aceleração.

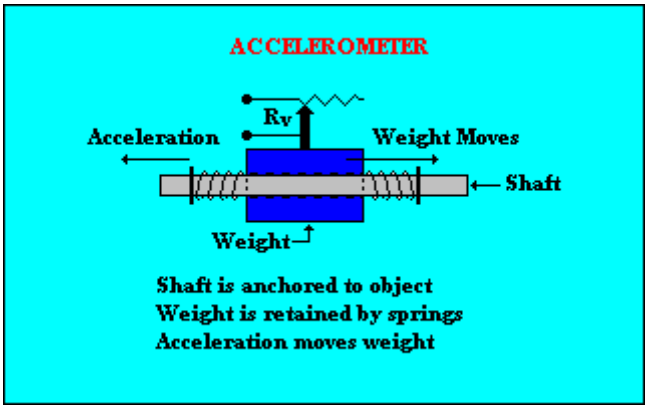


Figura 3.2.1. – O eixo está engastado no veículo e está orientado na direção em que a aceleração deve ser medida.

3.2.2. Transdutores de corrente

Para medir corrente é necessário somente desenvolver uma tensão através de um resistor. Se a corrente puder ser direcionada ao terra, um simples resistor R pode apresentar uma tensão V_0 como mostrado à esquerda da *figura 3.2.2.* Se a corrente não puder ser direcionada ao terra, ela poderá ser amostrada por um resistor R em série e um amplificador operacional, como mostrado. O amplificador operacional terá um ganho A, então a saída do sensor será A x (R x I).

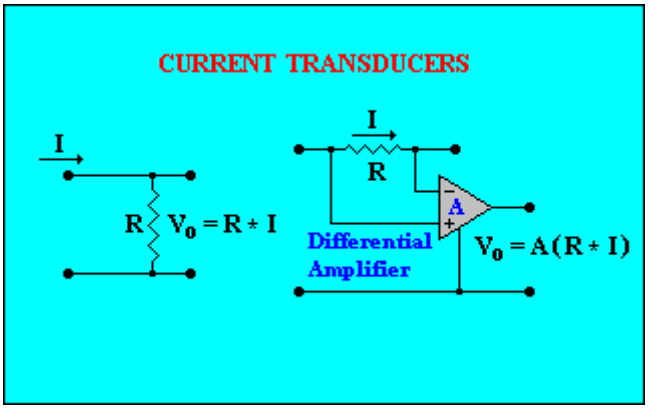


Figura 3.2.2. – Transdutores de corrente.

3.2.3. Transdutores de pressão

Existem muitos tipos de transdutores de pressão. O tubo de Bourdon funciona como uma "língua de sogra", muito comum em festas. Se você soprar em uma extremidade ele se desenrola. Aplique pressão em um tubo de Bourdon e ele tentará se esticar. O tubo geralmente é fino, côncavo, elíptico com pequenas dimensões radialmente mas com largas dimensões em largura. O tubo é fechado na extremidade que se move e aberto na extremidade fixa. Um potenciômetro ou uma restistência variável é atachada firmemente na extremidade fixa. Uma ligação mecânica, mostrada em vermelho na *figura 3.2.3.* liga a extremidade móvel do tubo ao eixo do potenciômetro. Essa ligação é normalmente um insulador. Quando a pressão aumenta o tubo se estica e move o eixo do potenciômetro para valores maiores de resistência. Para apresentar a saída de tensão desejada, o potenciômetro é polarizado por uma fonte de corrente constante I. Quando a porção de R chamada de R_V aumenta, devido ao aumento de pressão, V_0 também aumenta, pois $V_0 = R_V \times I$.

Outro sensor de pressão popular usa um diafragma no lugar do tubo de Bourdon. Os diafragmas são essencialmente um cilindro que lembra a porção flexível de um canudo de beber. O cilindro geralmente colapsa quando não há pressão aplicada. Assim que a pressão aumenta o diafragma se expande movendo o eixo de um resistor variável, de uma maneira muito similar àquela mostrada no tubo de Bourdon.

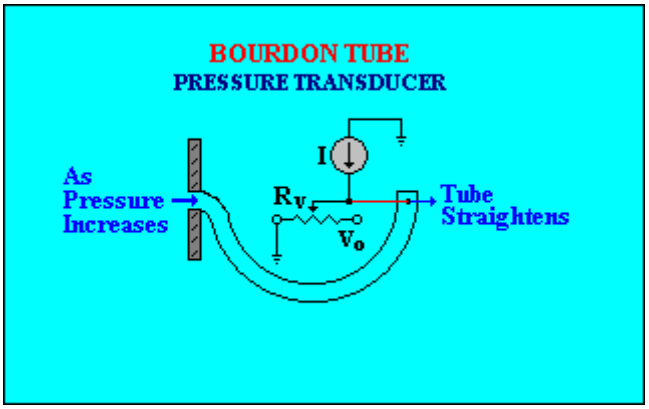


Figura 3.2.3. – Tubo de Bourdon.

Um extensômetro elétrico (*strain gage*) também pode ser usado para medir pressão já que ele pode ser atachado ao tubo de Bourdon ou ao diafragma e medir a sua deformação quando a pressão aumenta. Existem também os cristais piezoelétricos que podem ser usados como transdutores de pressão. Esses cristais produzem uma tensão proporcional à pressão aplicada. Eles têm a vantagem de não precisarem de excitação.

3.2.4. Extensômetros elétricos

Às vezes é importante medir fadiga, especialmente em componentes estruturais de aeronaves, mísseis e foguetes. O dispositivo mais frequêntemente usado para medir fadiga é o extensômetro elétrico. O extensômetro elétrico usa o fato de que quando um resistor de filme fino é tracionado, ele tende a se alongar e a reduzir a sua seção. A resistência é proporcional ao comprimento e inversamente proporcional à seção, como indicado pela equação:

$\boldsymbol{R = (\rho \times l) / (t \times w)}$, onde:

R = resistência em ohms;

ρ = resistividade do material em ohm-metro;

t = espessura;

w = largura da trilha;

l = comprimento da trilha.

E mostrado na *figura 3.2.4.:*

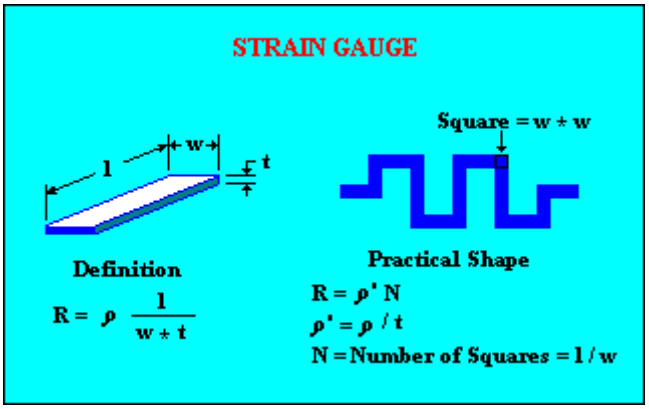


Figura 3.2.4. – Definição de extensômetros elétricos.

Os extensômetros elétricos são geralmente resistores de filme fino que são colados à estrutura por um adesivo, e tem o seu comprimento orientado na direção em que se prevê a flexão. Quando a estrutura é tracionada ou comprimida, a deformação resultante aparece como uma mudança na resistência. Um circuito em ponte, que será descrito resumidamente, é geralmente usado com o *strain gage*. O circuito em ponte remove as influências das mudanças na fonte de tensão, e influências térmicas dos elementos resistivos. Os extensômetros elétricos podem na realidade medir deslocamentos na superfície que podem ser relacionados com as forças que causaram as flexões.

O formato de cobra na *figura 3.2.D.* mostra como são os extensômetros elétricos reais que são feitos de resistores de filme fino. A resistência R é proporcional ao número de quadrados no fomato da trilha. Um quadrado é definido como sendo de largura w e comprimento l. O número de quadrados, N, é igual ao comprimento dividido pela largura. A constante de proporcionalidade é a resistividade dividida pela espessura.

3.2.5. Transdutores de temperatura

Existe um grande número de transutores de temperatura. Qualquer resistor que tem um coeficiente de temperatura é candidato a ser um sensor de temperatura. A utilidade de um resistor como um sensor de temperatura é devida às suas propriedades. É desejável como fator primário uma linearidade na faixa de temperatura de interesse. Seria desejável também o coeficiente ser no sinal apropriado, de forma que um aumento de temperatura resulte em um aumento ou diminuição da tensão de saída. Ambas limitações podem ser compensadas pelo processamento pós-operacional no solo. É necessário que o resistor sempre apresente a mesma resistência às

mesmas temperaturas, e não é desejado que ele tenha alguma histerese, onde a resistência é diferente para a temperatura aumentando e para a temperatura diminuindo. Resistores convencionais de carbono normalmente apresentam coeficiente de temperatura negativo e tendem a ser ruídosos, assim não sendo bons candidatos. Lâmpadas incadescentes têm uma característica muito não-linear e coeficiente de temperatura positivo.

Termistores são uma classe especial de resistores térmicos que têm uma relação acentuada entre resistência e temperatura, e sem histerese. O termo termistor vem das palavras *THERMal resISTOR (thermistor).* Os termistores são geralmente construídos com material semicondutor, e têm normalmente um coeficiente de temperatura negativo muito grande. Somente é necessário polarizar o termistor com uma fonte de corrente constante e usar a tensão criada através do termistor como tensão de saída. Muitos termistores têm uma característica de temperatura muito não-linear, que requerem um processamento pós-operacional para restaurar a linearidade. A construção de um termistor é mostrada na *figura 3.2.5.*

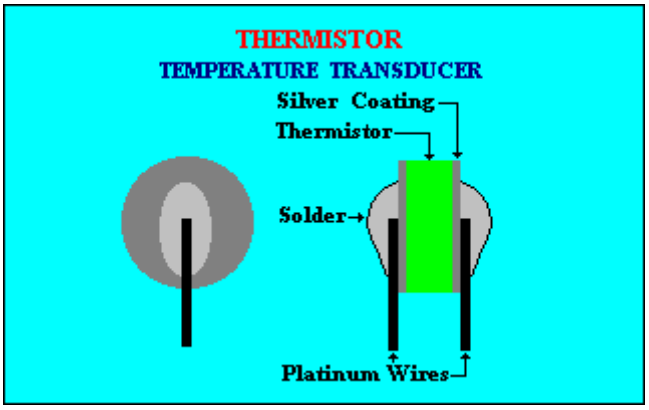
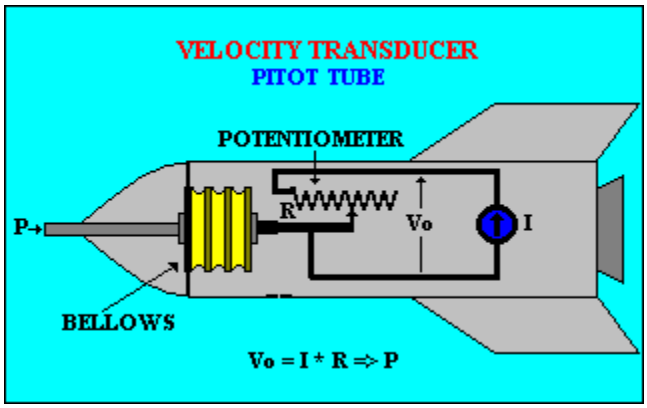


Figura 3.2.5. – Construção de um termistor.

Também há uma classe de sensors conhecidos como termopares que servem como transdutores de temperatura. Os termopares são compostos de dois materiais condutores não-similares, como cobre e constantan, que são soldados juntos nas suas extremidades formando uma junção ou PAR TERMO sensitivo. Quando a junção ou par é aquecido, uma tensão é produzida devido às funções de trabalho diferentes dos dois materiais. Essa saída de tensão do termopar é proporcional à temperatura. No termopar também está ímplicito o fato de que dois fios também formam outra conexão na outra extremidade que é mantida à temperatura ambiente. A *Omega* fabrica uma grande variedade de termopares e publicam um catálogo internacional de código de cores de termopares que pode ser usado para identificar as propriedades de um dado termopar baseado nas cores dos fios e do encapsulamento.

3.2.6. Transdutores de velocidade

Não existem transdutores conhecidos para medir velocidade diretamente. A velocidade pode ser considerada uma magnitude escalar ou um vetor. Como vetor, ela denota a direção, sentido e intensidade de um movimento linear ou a direção de rotação e velocidade angular de um movimento rotatório. A velocidade representa a taxa de mudança da posição no tempo, como dx/dt. Um método indireto de medir a velocidade é através do tubo de Pitot, como mostrado na *figura 3.2.6.*



Figue 3.2.6. – Tubo de Pitot para medir velocidade.

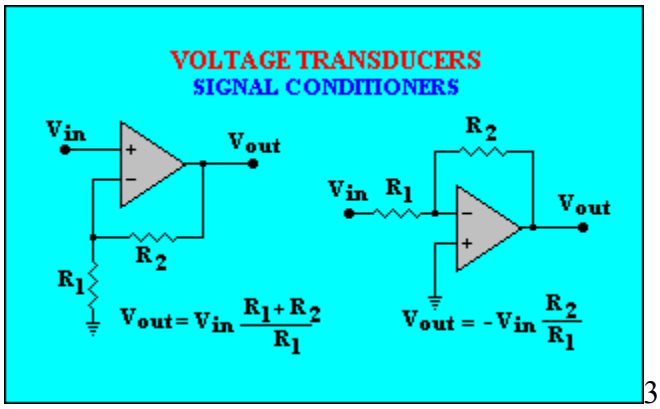
O tubo de Pitot pode ser construído de dois tubos idênticos ou uma estrutura única integrada. O tubo interno é chama de tubo de Pitot. Ele é um cilindro de cerca de 3/8 de polegada de diâmetro e está aberto faceando a direção de movimento. A traseira do tubo de Pitot é conectada a uma medidor de pressão diferencial. Rodeando o tubo de Pitot está um tubo de estática cilíndrico, de cerca de 1 polegada de diâmetro. O tubo estático é fechado na terminação frontal, e seus orifícios alinhados tangencialmete com o fluxo de ar. A traseira do tubo estático também é conectada a uma medidor de pressão diferencial. Quando a aeronave não está em movimento as pressões são as mesmas e o medidor de pressão diferencial indica zero. Quando a velocidade da aeronave aumenta, a pressão no tubo de Pitot excede a pressão no tubo de estática e o medidor de pressão diferencial pode ser calibrado para mostrar essa diferença de pressão como velocidade.

Um tipo de transdutor com diafragma pode ser usado para medir a diferença de pressão. O tubo de Pitot é conectado ao interior do diafragma e o tubo de estático ao exterior do diafragma. O transdutor irá produzir um sinal de saída que é proporcional à velocidade. Embora o tubo

interno seja o verdadeiro tubo de Pitot, a montagem integrada é também chamada de tubo de Pitot, já que o tubo de estática está integrada na montagem.

3.2.7. Transdutores de tensão

Nenhum trandutor é necessário para medir tensão. É uma tensão que queremos de todos os transdutores, sendo assim neste caso não é necessário transdutor. Porém, a voltagem que é medida pode ser bem diferente daquela que é adequada ao sistema de telemetria, então um condicionador de sinal passa a ser necessário. Se a tensão que está sendo medida é maior da que é desejada, um simples divisor de tensão pode ser usado para reduzir a tensão. Se também for desejado um *buffer* para que o divisor de tensão não seja carregado, pode-se usar o circuito com R2 aterrado mostrado à esquerda na *figura 3.2.7.* Ele é chamado de seguidor de tensão. Se é preciso mais tensão que a fornecida será necessário usar um amplificador, como aquele mostrado na figura. Pode-se selecionar R1 e R2 para o ganho desejado. Se também for necessário inverter a polaridade da tensão, o circuito mostrado à direita na *figura 3.2.7.* pode fornecer o ganho desejado e a inversão na polaridade. Eles são circuitos de amplificadores operacionais, e são muito populares em tarefas de condicionamento de sinal. Os amplificadores operacionais apresentam ganhos muito altos, então a tensão de entrada pode ser assumida como zero e a corrente de entrada da mesma forma pode ser assumida como zero. O ganho do circuito é calculado somente como a razão dos resistores de realimentação.



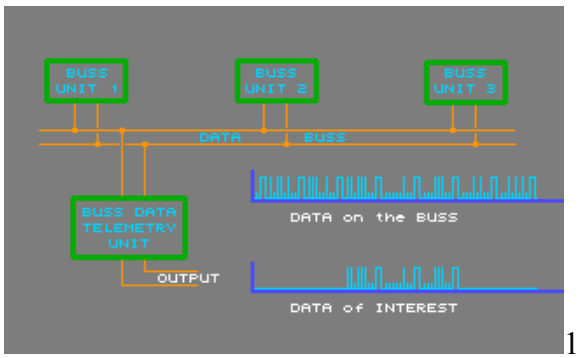
3

Figura 3.2.7. – Condicionadores de tensão.

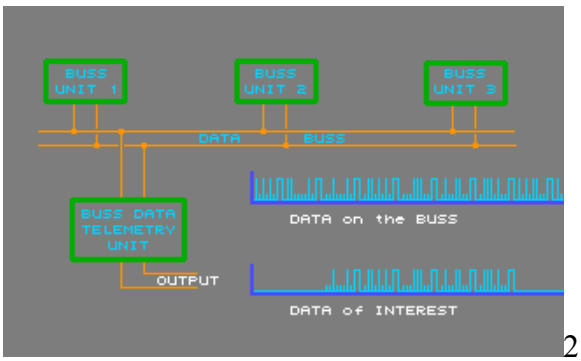
3.3. Dados de barramentos

Nem todos os dados colocados no *stream* de telemetria são provenientes de sensores ou transdutores. No caso de uma aeronave, os dados digitais são roteados entre as unidades de aviônica usando um barramento de dados, comumente os barramentos MIL-STD 1553 ou ARINC 429. Uma arma carregada em uma aeronave também deve ser conectada ao barramento de dados e receber dados antes de seu lançamento. A arma por si só provavelmente terá um barramento de dados para permitir a comunicação entre seus componentes. Os dados podem ser extraídos desses barramentos e inseridos no *stream* de dados de telemetria de modo que os itens de interesse possam ser acessados no local remoto.

A *sequência de figuras 3.3.* mostra um barramento de dados típico e uma grande quantidade de informação sendo distribuída para os sistemas aviônicos no barramento. A unidade de telemetria mostrada também está ligada ao barramento e seleciona os dados de interesse. Os dados de interesse são então passados da unidade de dados de barramento da telemetria para o sistema de transmissão, e daí para o solo. Desse modo, somente os parâmetros de interesse são passados ao solo, embora a prática comum seja de passar todos os dados do barramento de aviônica para o solo se a limitação de largura de banda da telemetria permitir.



1



2

Sequência de Figuras 3.3. – Típica aquisição de dados de barramento.

<u>Como era antes dos barrementos digitais</u>

Nos anos de 1950 e 1960, a eletrônica de aviação, conhecida como aviônica, eram sistemas isolados simples. A nevegação, comunicação, comandos de vôo e mostradores consistiam de sistemas analógicos. Geralmente esses sistemas eram compostos de muitas caixas, ou subsistemas, conectados de modo a formar um único sistema. Várias caixas dentro de um único sistema eram conectadas com cablagens ponto a ponto. Os sinais consistiam principalmente de tensões analógicas, sinais *synchro-resolver* e contatos de chaves. A localização

das caixas dentro da aeronave era em função das necessidades do operador, espaço disponível, e restrições de peso e balanceamento da aeronave. Enquanto mais e mais sistemas eram adicionados, os *cockpits* ficavam mais lotados, a cablagem mais complexa, e o peso total da aeronave crescia.

Pelo final dos anos de 1960 e começo dos 1970, se tornou necessário compartilhar informação entre os vários sistemas para reduzir o número de caixas necessárias para cada sistema. Um único sensor, que provê por exemplo informação de proa, poderia fornecer esta informação ao sistema de navegação, sistema de armamento, sistema de comandos de vôo, e sistema de mostradores do piloto (veja *figura 3.3.A.*).

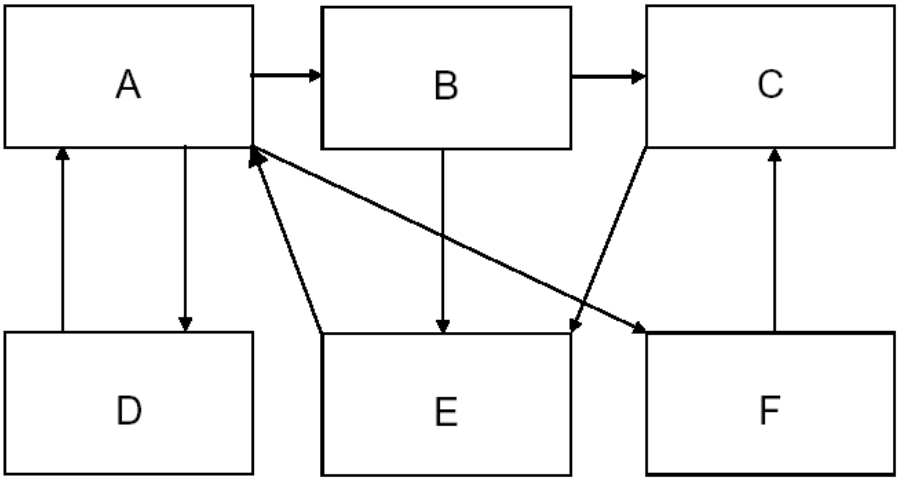


Figura 3.3.A. – Uma configuração de sistema antiga.

Entretanto a tecnologia de aviônicos ainda era basicamente analógica, e enquanto o compartilhamento de sensores reduzia o número total de caixas, a conexão dos sinais se tornou um "ninho de ratos" de fios e conectores. E mais, funções ou sistemas que eram adicionados depois poderiam se tornar um pesadelo na integração, pois adicionar conexões de um sinal em particular poderia ter impactos potenciais aos sistemas. Adicionalmente, como o sistema usa cablagem ponto a ponto, o sistema que era a fonte do sinal geralmente tinha que ser modificado para prover o *hardware* necessário para ter saída ao sistema adicionado.

O advento da tecnologia digital

Pelo final dos anos de 1970, com o advento da tecnologia digital, os computadores digitais começaram ser usados nos sistemas e subsistemas aviônicos. Eles ofereciam capacidade computacional aumentada e fácil crescimento, comparados com seus predescessores analógicos.

Entretanto, os sinais de dados, entradas e saídas dos sistemas trasmissores e receptores ainda eram basicamente analógicos em sua natureza. Isto levou a configuração a um número pequeno de computadores centralizados (geralmente um ou dois) sendo interfaceados com outros sistemas e subsistemas via complexos e caros conversores A/D e D/A.

Assim que o tempo e a tecnologia progrediam, os sistemas de aviônicos se tornaram mais digitais. E com o advento do microprocessador, as coisas realmente decolaram. Um benefício das aplicações digitais era a redução dos sinais analógicos, e com isso da necessidade de conversores. Transferir os dados entre os usuários na forma digital poderia prover um maior compartilhamento das informações dos sensores. Um benefício adicional era que os dados digitais poderiam ser transferidos bidirecionalmente, enquanto que que os dados analógicos eram transferidos unidirecionalmente. Transmissão dos dados serial ao invés de paralela era usado para diminuir o número de interconexões entre os circuitos das caixas da aeronave.

O advento do barramento de dados

Mas isso só ainda não era suficiente. Um meio de transmissão de dados, que deveria permitir todos os sistemas e subsistemas compartilhar um único e comum conjunto de fios, era necessário (veja *figura 3.3.B.*). Por compartilhar o uso dessa interconexão, os vários subsistemas poderiam mandar dados entre eles mesmos a aos outros sistemas e subsistemas, um de cada vez, e em uma sequência definida.

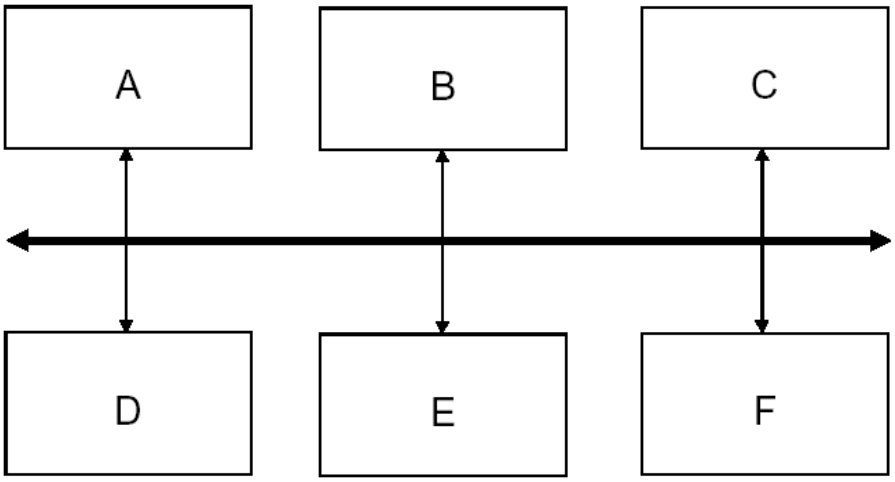


Figura 3.3.B. – Uma configuração de sistema moderna.

Os dados de barramento do avião já são dados digitais usados no avião como meio de integrar os subsistemas de aviônica distribuídos. Existem muitos barramentos usados em artigos de teste, e muitos equipamentos de aviônica com um processador embutido têm dados que podem

ser enviados por um enlace de transmissão. Provisões têm que ser feitas no enlace de dados para suportar os vários tipos de barramento, que podem ter que ser salvados em um *shift register* e disponibilizados periodicamente ao enlace de dados. Hoje, os dois protocolos de barramento mais presentes nas aplicações aeroespaciais são brevemente explicadas a seguir.

3.3.1. Protocolo ARINC

O ARINC 429 é o barramento mais comumente usado nos aviões comerciais e de transporte.

O ARINC 429 emprega transmissão unidirecional de palavras de 32 bits por um par de fios trançados usando o formato RZ bipolar. As mensagens são repetidas a intervalos específicos, sendo que aplicações típicas mandam grupos ou *frames* de mensagens, com palavras em formatos como BNR, BCD ou discretos. Também são explicados outras especificações da ARINC, como o 419, 561, 573, 582, 615 e 717.

O que é o ARINC 429?

O ARINC 429 é uma especificação, que define como os equipamentos de aviônica e sistemas devem se comunicar. Eles são interconectados por fios de par trançado. A especificação define as características elétricas e de dados e os protocolos que são usados. O ARINC 429 emprega barramento de dados unidirecional conhecido como Mark 33 Digital Information Transfer System (DITS). As mensagens são trasmitidas com uma razão de bits de 12,5 ou 100 Kbits/s aos outros elementos do sistema, que monitoram as mensagens do barramento. Transmissão e recepção são em portas separadas, de modo que muitos cabos podem ser necessários em um avião que usa um grande número de equipamentos aviônicos.

Uso do ARINC 429

O ARINC 429 tem sido usado em muitos aviões comerciais de transporte incluindo: Airbus A310/A320 e A330/A340; helicópteros Bell; Boeing 727, 737, 747, 757 e 767; e McDonnell Douglas MD-11. A Boeing está instalando um novo sistema especificado como ARINC 629 no 777, e outros aviões estão usando sistemas alternativos numa tentativa de reduzir o peso das cablagens necessárias e para trocar dados em uma velocidade maior que a possível com o ARINC 429. O sistema unidirecional ARINC 429 fornece alta confiabilidade ao custo de

peso de cablagem e velocidade de transmissão limitada. Aviões militares geralmente usam um barramento de alta velocidade e bi-direcional especificado como MIL-STD-1553.

Cada avião pode estar equipado com diferentes equipamentos eletrônicos e sistemas precisando de interconexão. Eles são identificados e recebem um número chamado de *Equipment ID*. Uma lista parcial de equipamentos identificados no ARINC 429 está na *tabela 3.3.1.A.*, com seus endereços digitais.

Eq. ID	Equipment Type	Eq. ID	Equipment Type
001	Flight Control Computer (701)	029	ADDCS (729) and EICAS
002	Flight Management Computer (702)	02A	Thrust Management Computer
003	Thrust Control Computer (703)	02B	Perf. Nav. Computer System (Boeing 737)
004	Inertial Reference System (704)	02C	Digital Fuel Gauging System (A310)
005	Attitude and Heading Ref. System (705)	02D	EPR Indicator (Boeing 757)
006	Air Data system (706)	02E	Land Rollout CU/Landing C & LU
007	Radio Altimeter (707)	02F	Full Authority EEC-A
008	Airborne Weather Radar (708)	030	Airborne Separation Assurance System
009	Airborne DME (709)	031	Chronometer (731)
00A	FAC (A310)	032	Passenger Entertain. Tape Reproducer (732)
00B	Global Positioning System	033	Propulsion Multiplexer (PMUX) (733)
00D	AIDS Data Management System	034	Fault Isolation and Detection System (734)
010	Airborne ILS Receiver (710)	035	TCAS (735)
011	Airborne VOR Receiver (711)	036	Radio Management System (736)
012	Airborne ADF System (712)	037	Weight and Balance System (737)
016	Airborne VHF COM Receiver (716)	038	ADIRS (738)
017	DEFDARS-AIDS (717)	039	MCDU (739)
018	ATC Transponder (718)	03A	Propulsion Discrete Interface Unit
019	Airborne HF/SSB System (719)	03B	Autopilot Buffer Unit
01A	Electronic Supervisory Control	03C	Tire Pressure Monitoring System
01B	Digital Flap/Slat Computer (A310)	03D	Airborne Vibration Monitor (737/757/767)
01C	Engine Parameter Digitizer (Engine)	03E	Center of Gravity Control Computer
01D	A/P & F/D Mode Control Panel -757/767	03F	Full Authority EEC-B
01E	Performance Data Computer (Boeing)	040	Cockpit Printer
01F	Fuel Quantity Totalizer	041	Satellite Data Unit
020	DFS System (720)	046	CTU
023	Ground Proximity Warning Sys (723)	047	Digital Flight Data Recorder
024	ACARS (724)	----	additional items
025	Electronic Flt. Instruments (725)	----	“
026	Flight Warning Computer (726)	----	“
027	Microwave Landing System (727)	241	High Power Amplifier

Tabela 3.3.1.A. – Lista parcial de identificação de equipamentos.

Características elétricas do ARINC 429

O ARINC 429 usa dois fios de sinal para transmitir palavras de 32 bits. A transmissão de palavras sequênciais são separadas por pelo menos 4 bits de nulo (zero de tensão). Isto elimina a necessidade de um fio de *clock* separado. É por isso que esse sinal é conhecido como *self-clocking*. Um resumo das características elétricas está na *tabela 3.3.1.B.*

Electrical Characteristic	Value
Voltage Levels, each leg with respect to ground	+5V, 0V, -5V
Voltage Levels, Leg A with respect to Leg B	+10V, 0V, -10V
Bit Encoding	Bipolar Return to Zero
Word size	32 bits
Bit Rates	100K or 12.5K bits per second
High Speed Slew Rate	1.5 +/- 0.5 µsec
Low Speed Slew Rate	10 +/- 5 µsec

Tabela 3.3.1.B. – Resumo das características elétricas do ARINC 429.

A tensão nominal de transmissão é de 10 ±1 volt entre os fios (diferencial), com polaridade positiva ou negativa. No entanto, cada pino de sinal varia entre +5 V e -5V. Se um pino está com +5 V, o outro está com -5 V e vice versa. Um fio é chamado de "A" (ou "+" ou "HI") e o outro de "B" (ou "-" ou "LO"). Isto é conhecido como modulação *bipolar return-to-zero* (BPRZ). O estado do sinal formado pode ser um de três (como mostrado na *figura 3.3.1.A.*):

→ HI (alto) no qual deve-se medir entre 7,25 and 11 Volt entre os dois pinos (A to B);

→ NULL (nulo) no qual deve-se medir entre 0,5 e -0,5 Volt (A to B);

→ LO (baixo) no qual deve-se medir entre -7,25 and -11 Volt entre os dois pinos (A to B).

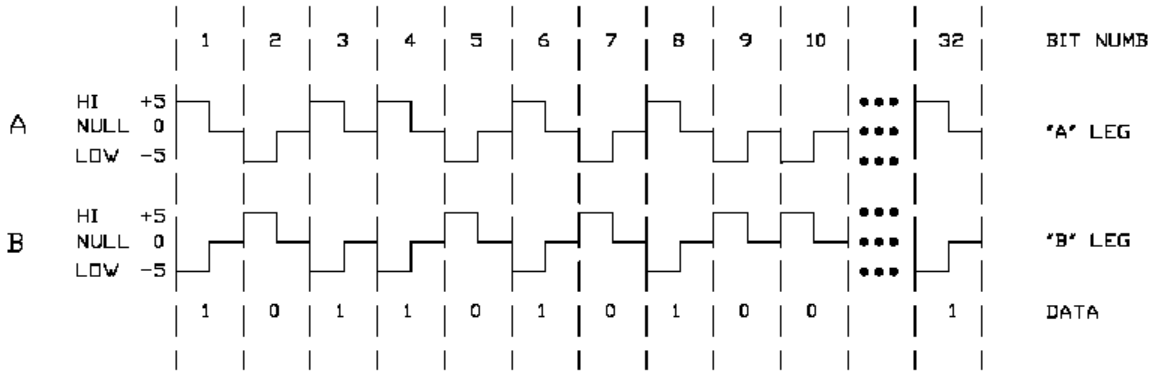


Figura 3.3.1.A. – Exemplo de codificação dos bits no ARINC 429.

A tensão recebida depende do comprimento da linha o do número de receptores conectados ao barramento. Não mais de 20 receptores devem estar conectados a um único barramento.

Os circuitos de transmissão e recepção devem ser projetados para enviar e detectar confiávelmente as transições de nulo entre estados de alto e baixo. Os parâmetros variam com o tipo de operação. Os valores de *slew rate* e tolerâncias devem ser respeitados para as velocidades de 12,5 e 100 Kbits/s.

Protocolo

O ARINC 429 é um protocolo ponto-a-ponto muito simples. Pode haver somente um transmissor num par trançado. O transmissor está sempre transmitindo palavras de 32-bits de dados ou estado nulo. Há pelo menos um receptor em cada par trançado, mas pode haver até 20.

Em muitos casos, a mensagem de ARINC consiste de uma palavra de dados simples. O campo de rótulo (*label*) define qual dado está contido no resto da palavra.

Formato da palavra ARINC 429

As palavras de dados do ARINC 429 sempre têm 32 bits e seguem o formato mostrado na *figura 3.3.1.B.* que inclui cinco campos primários, chamados de paridade, SSM, dado, SDI e rótulo. A convenção do ARINC numera os bits de 1 (LSB) a 32 (MSB).

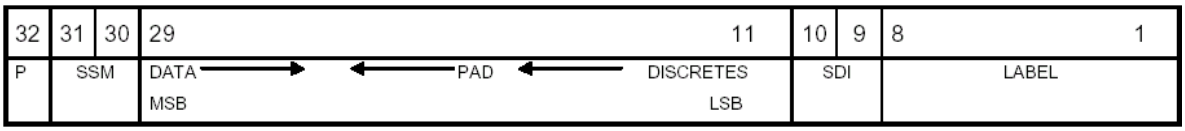


Figura 3.3.1.B. – Formato da palavra no protocolo ARINC 429.

Outros protocolos ARINC

ARINC 419 – barramento surgido antes de 1984. Ele fornece uma previsão de muitos protocolos, como o ARINC 429, 561, 582, 573 e 575. O ARINC 429 foi projetado na experiência deste barremento, mas não dependeu dele totalmente.

ARINC 453 - uma especificação não liberada formalmente. Veja o ARINC 708.

ARINC 561/568 – a necessidade de trasmissão padronizada de dados digitais cresceu durante o desenvolvimento do ARINC 561. Então o ARINC 568 surgiu usando as mesmas interfaces elétricas que o 561.

ARINC 573 – um padrão para gravadores de vôo (ou "caixas preta", ou *Flight Data Recorders*), que envia um *stream* contínuo de dados.

ARINC 575 – uma especificação muito similar ao ARINC 429, mas agora obsoleta.

ARINC 582 – uma especificação antiga que tinha muitas permutações elétricas.

ARINC 615 – um caso especial subordinado ao ARINC 429, com um carregador de dados de alta velocidade para transferir dados de e para sistemas digitais de bordo.

ARINC 629 – especificação sendo desenvolvida e usada no novo Boeing 777.

ARINC 708 – este protocolo é especificado para sistemas de radares metereológicos de bordo.

ARINC 717 – supera o ARINC 573 e é usado para realizar as mesmas funções.

3.3.2. Protocolo MIL-STD-1553

O MIL-STD-1553 é um padrão militar que define as características elétricas e de protocolo de um barramento de dados.

O MIL-STD-1553B define o termo *Time Division Multiplexing (TDM)* como "a transmissão de informação de várias fontes de sinais através de um sistema com diferentes amostras de sinais organizados no tempo de forma a compor um trem de pulsos". Isto significa que os dados podem ser transferidos entre muitas unidades de aviônica por um meio de transmissão único, com a transmissão entre as diferentes caixas de aviônica acontecendo em momentos diferentes no tempo, por isso "divisão".

<u>História e aplicações</u>

Em 1968 a Sociedade dos Engenheiros Automotivos (SAE), um corpo técnico de membros militares e industriais, estabeleceram um subcomitê para definir um barramento de dados serial que atendesse as necessidades da comunidade de aviônica militar. Conhecido como A2-K, este subcomitê desenvolveu o primeiro esboço do documento em 1970. Três anos de revisões e mudanças militares e governamentais levaram a publicação do MIL-STD-1553 (Força Área dos Estados Unidos) em agosto de 1973. O primeiro usuário do padrão inicial foi o F-16.

Mudanças e melhoramentos posteriores foram feitas e uma nova versão, o MIL-STD-1553A foi publicada em 1975. Os primeiros usuários da versão "A" foram o F-16 (Força Área do Estados Unidos) e o novo helicóptero de ataque do Exército dos Estados Unidos, o AH-64A Apache.

Com alguma experiência de “mundo real”, logo foi percebido que definições e capacidades adicionais eram necessárias. O SAE levou três anos de esforço concentrado para produzir o 1553B, que foi publicado em 1978. Neste ponto o governo decidiu “congelar” o padrão no nível “B” para permitir que os fabricantes de componentes pudessem desenvolver produtos e para permitir que a indústria ganhasse mais alguma experiência de “mundo real” antes de determinar qual seria o próximo pacote de mudanças.

Observações da Nota 1 e Nota 2

Hoje o padrão 1553 ainda está no nível “B”. Entretanto mudanças foram feitas. Em 1980, a Força Área dos Estados Unidos introduziu a Nota 1. Direcionada somente à Força Área, a nota 1 restringiu o uso de muitas opções dentro do padrão. Enquanto que a Força Área sentiu que isso era necessário para se obter uma configuração comum dos sistemas de aviônica, muitos na indústria sentiram que a nota 1 era muito restritiva e limitava as capacidades na aplicação do padrão.

O SAE levou novamente mais de três anos em trabalho de comitê para desenvolver a Nota 2. Publicada em 1986, a nota 2 (que supera a nota 1) apresenta definições mais apertadas nas opções dentro do padrão. E enquanto não restringindo o uso de uma opção, ele define rigidamente como uma opção deve ser usada se implantada. A nota 2 – em um esforço em obter uma configuração comum de características operacionais – também coloca uma pacote mínimo de requerimentos no projeto das caixas.

Aplicações do MIL-STD-1553

Desde o seu princípio, o MIL-STD-1553 achou inúmeras aplicações. A Nota 2 até removeu referências como “aerovane” e “aéreo” para não limitar o seu uso. Já que todos os programas nos quais o padrão foi aplicada são muito numerosos para serem cobertos aqui, os seguintes são uma amostra do seu uso.

Mesmo que o padrão tenha sido aplicado em satélites como também em cargas dentro do ônibus espacial (ele é até usado na Estação Espacial Internacional), suas aplicações militares são as mais numerosas e abrangentes. Ele foi aplicado em grandes aviões de transporte, reabastecedores aéreos, bombardeiros, caças táticos e helicópteros. Ele está contido até em mísseis e serve, em alguns casos, como a interface primária entre a aeronave e o míssil. A Marinha dos Estados Unidos aplicou este barramento de dados tanto em navios de superfície

como em submergíveis. O Exército dos Estados Unidos, além de seus helicópteros, colocou o 1553 em taques e peças de artilharia.

Aplicações comerciais do padrão incluem sistemas como metrô, por exemplo o Bay Area Rapid Transit (BART), e linhas de produção.

O MIL-STD-1553B também foi aceito e implantado pela OTAN e muitos outros governos.

A larga aceitação e aplicação do MIL-STD-1553B também fomentou o desenvolvimento de outros esforços de padronização. O MIL-STD-1773 é uma versão para fibras ópticas do 1553B. E o MIL-STD-1760A, o *Aircraft/Store Interconnect*, tem o 1553B embutido nele.

Definindo o MIL-STD-1553B

E agora que foi apresentado a história desse barramento, é apresentado o que é exatamente o MIL-STD-1553B. Um resumo das caracetrísticas do MIL-STD-1553B é apresentado na *tabela 3.3.2.A.*

Data Rate	1 MHz
Word Length	20 bits
Data Bits / Word	16 bits
Message Length	Maximum of 32 data words
Transmission Technique	Half-duplex
Operation	Asynchronous
Encoding	Manchester II bi-phase
Protocol	Command/response
Bus Control	Single or Multiple
Fault Tolerance	Typically Dual Redundant, second bus in "Hot Backup" status
Message Formats	Controller to terminal Terminal to controller Terminal to terminal Broadcast System control
Number of Remote Terminals	Maximum of 31
Terminal Types	Remote terminal Bus controller Bus monitor
Transmission Media	Twisted shielded pair
Coupling	Transformer and direct

Tabela 3.3.2.A. – Resumo das características do MIL-STD-1553B.

O objetivo primário do barramento de dados é transportar dados entre as caixas. Como essas caixas são conectadas e a metodologia pela qual a comunicação é realizada é a questão central do barramento de dados.

Protocolo

A metodologia pela qual a transferência de informação ocorre, as regras pelas quais essa transferência ocorre é chamada de protocolo.

O controle, o fluxo de dados, a informação de *status*, e o gerenciamento do barramento é provida por três tipos de palavras:

→ Palavras de comando;

→ Palavras de dados;

→ Palavras de status.

Cada tipo de palavra têm um formato único, emboras as três mantenham uma estrutura comum (veja *figura 3.3.2.A.*). Cada palavra tem 20 bits de comprimento. Os primeiros 3 bits são usados como campo de sincronismo. Os próximos 16 bits são o campo de informação e são diferentes entre os três tipos de palavras. O último bit é de paridade. A paridade é baseada na paridade ímpar para cada palavra.

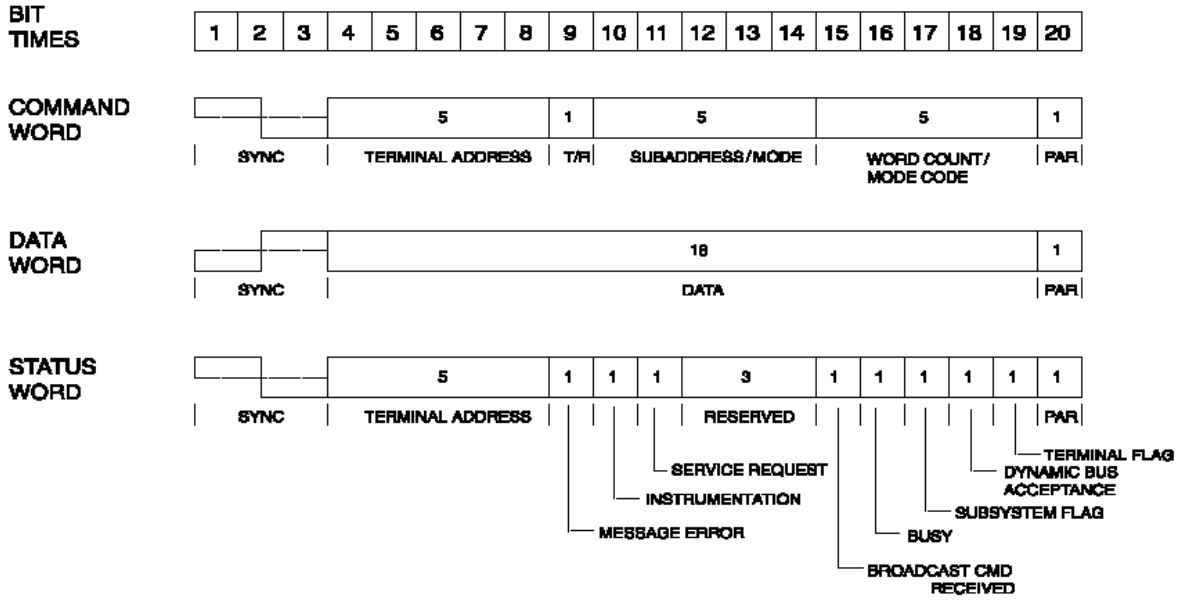


Figura 3.3.2.A. – Formato dos três tipos de palavras do MIL-STD-1553B.

A codificação dos bits para todas as palavras é baseada no formato *Manchester II bi-phase*. O formato Manchester II provê uma forma de onda *self-clocking* no qual a sequência de bits é independente. Os níveis de sinais positivos e negativos é balanceado em CC (a mesma quantidade de sinal positivo é apresentda em sinal negativo) e assim, é adequada ao acoplamento por transformador.

A forma de onda Manchester é mostrada na *figura 3.3.2.B.* A transição do sinal acorre no centro do período do bit. Um “0” lógico é um sinal que transita do nível negativo para o nível positivo. Um “1” lógico é um sinal que transita do nível positivo para o nível negativo.

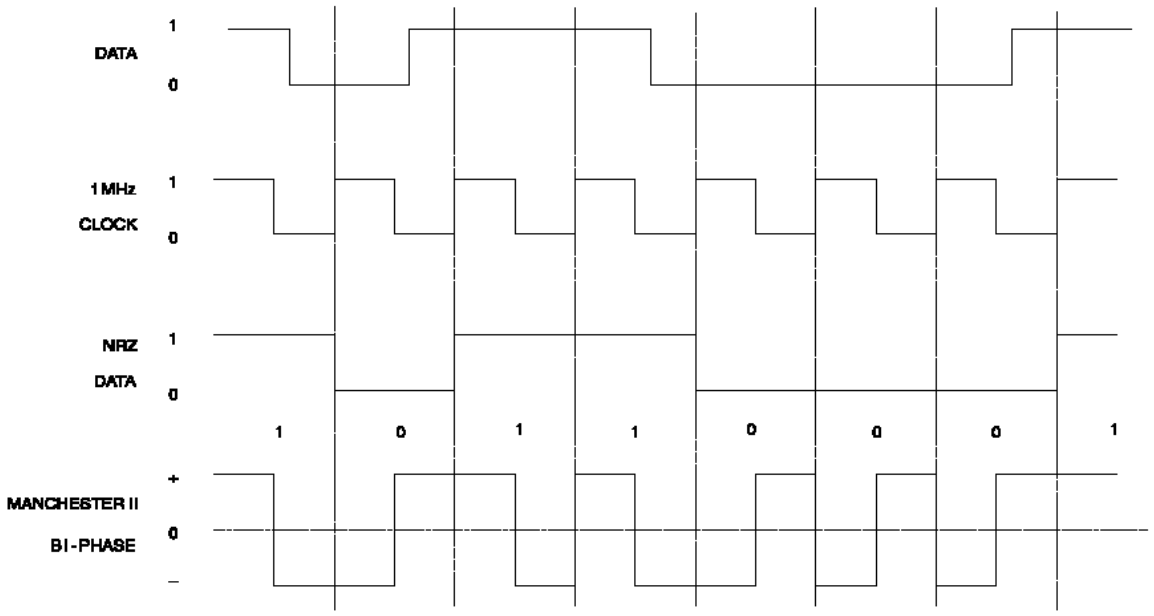


Figura 3.3.2.B. – Codificação e decodificação dos dados.

É importante notar que os níveis de tensão no barramento não são os meios de transportar a informação, mas é estritamente o período e polaridade dos cruzamentos pelo zero que carregam a informação. Por esta razão o 1553 é um barramento extremamente robusto às condições que causam mudanças nos níveis de tensão.

O *hardware* é responsável pela codificação e decodificação Manchester dos tipos de words. A interface que os subsistemas vêem são os 16 bits do campo de informação de todas as palavras. Os campos de sincronismo e paridade não são fornecidos diretamente. Entretanto, para mensagens recebidas, o *hardware* do decodificador fornece um sinal para a lógica do protocolo sincronizar o tipo de word e se a paridade é válida ou não. Para mensagens trasmitidas, há uma entrada no codificador definindo qual tipo de sincronismo colocar no começo da palavra. O codificador automaticamente calcula a paridade.

3.4. Condicionamento de sinais

Desde que um parâmetro medido pelo transdutor pode variar sobre uma faixa muito extensa, é frequêntemente necessário condicionar o sinal para usá-lo no módulo de telemetria. Por exemplo, um parâmetro pode ser a saída de uma ponte balanceada muito sensível que é medida em microVolt, ou pode ser a tensão real de um tubo de raios catódicos em kiloVolt.

Um condicionador de sinais é um dispositivo de *hardware* que condiciona a saída do transdutor para torná-la aceitável ao multiplexador do transmissor de telemetria. Em geral, o condicionador de sinais consiste de componentes eletrônicos que são exigidos para apoiar o transdutor e preparar o sinal de saída do transdutor para a entrada padronizada do módulo de telemetria, que normalmente é o multiplexador.

O condicionamento de sinais é necessário para fornecer:

- **Excitação** – para o transdutor. É geralmente uma tensão ou corrente, como uma tensão CC aplicada a um *strain gage.*
- **Complementação** – para vários tipos de transdutores. É normalmente implantado como um módulo de entrada ou cartão que podem apoiar os vários tipos de transdutores. Por exemplo, o complemento de ponte de um *strain gage* em meia ponte.
- **Amplificação** – para transdutores de baixo nível de tensão de saída, que geralmente requerem aplificadores diferenciais.
- **Mudança de escala-** para transdutores de alto nível de tensão de saída, que geralmente implicam em um divisor de tensão.
- **Filtragem** – para limitar a largura de banda de um determinado sensor. A filtragem é normalmente feita antes da multiplexação para acomodar o grande número de canais sem *aliasing* no TDM ou interferência no FDM.

Condicionadores de sinais são normalmente fornecidos com o módulo de telemetria, e consistem em uma família de módulos. Um membro da família é então escolhido para cada transdutor a ser usado no sistema. Eles normalmente são especificados pela variação de tensão na saída. A variação de tensão de saída para todos os membros da família geralmente será a mesma, digamos 0-5 Volt. Manter a linearidade e evitar o *drift* são as duas maiores preocupações acerca do condicionamento de sinais.

A *figura 3.4.* mostra um condicionador de sinais simples. O sinal de entrada bipolar varia entre + e – 0,2 Volt. A saída é uma réplica amplificada e unipolar da entrada que varia entre 0 e +15 Volt. Note que as formas de onda da entrada e da saída são mostrados de um modo incomum já que as formas de onda são desenhadas na origem e movem-se com o tempo para a direita. Isto é como um strip chart movendo-se para a direita. Há um atraso na passagem pelo condicionador de sinais, mas é muito pequeno para ser visto nesta figura. Em geral, quanto mais pesada a filtragem no condicionador de sinais, maior o atraso.

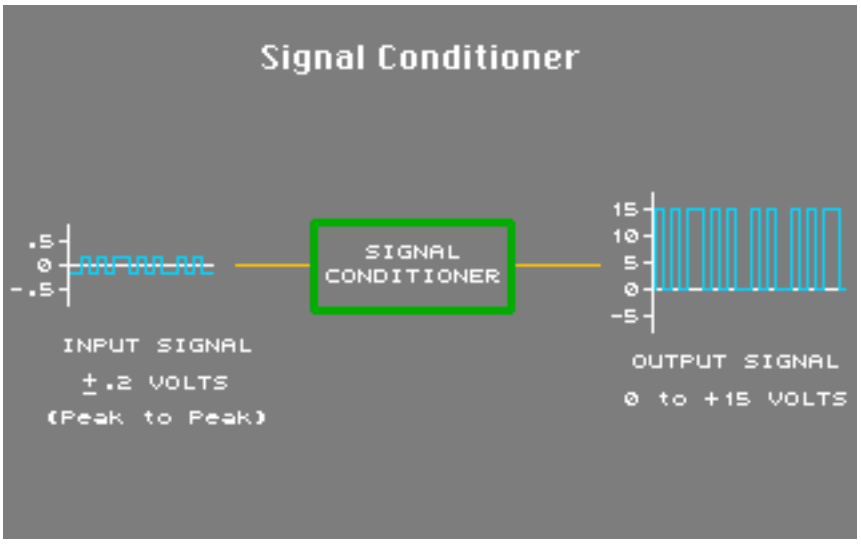


Figura 3.4. – Um condicionador de sinais simples.

3.4.1. Circuitos condicionadores de sinais

Mostrados na *figura 3.4.1.* estão os diagramas de três circuitos de condicionamento de sinais comuns. Para os circuitos mostrados, o circuito à esquerda é um divisor de tensão simples onde é assumido que o sinal tem apenas que ser atenuado pelo circuito de condicionamento de sinal. O sinal é da polaridade correta, mas muito grande para uso pelo multiplexador. A tensão de saída é a tensão de entrada vezes a razão de R_1 com a soma $R_1 + R_2$. Isto assume que o circuito ligado no terminal de saída é de impedância suficientemente alta para que não carregue o divisor de tensão. Um seguidor de tensão pode ser usado se o carregamento for um problema.

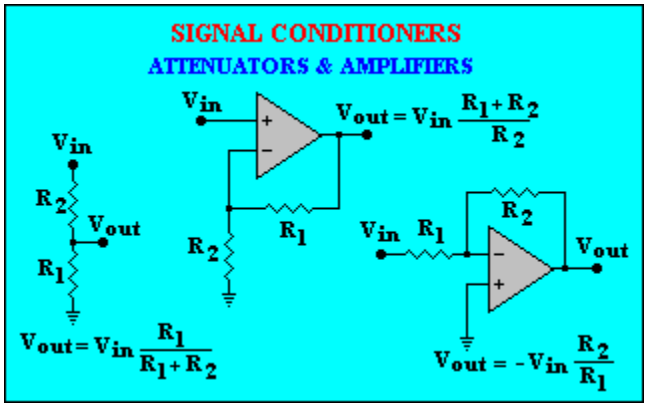


Figura 3.4.1. – Três circuitos condicionadores de sinais comuns.

O circuito do centro é um amplificador não-inversor. Como pode-se ver a saída é a razão de $R_1 + R_2$ por R_2, chamada de ganho de tensão do circuito. Carregamento não é um problema

para este circuito já que saída é tirada da saída do amplificador operacional. Na parte inferior à direita está um amplificador inversor, onde a tensão de saída é o inverso da entrada vezes a relação R_2 por R_1. Aqui novamente o carregamento não é um problema.

É importante notar que há um produto de ganho finito associada com qualquer amplificador, o que significa que conforme o ganho vai aumentando, a largura de banda diminui. Estes dois circuitos são chamado circuitos de amplificadores operacionais, mas eles também podem ser usados como atenuadores. Simplesmente significa que o ganho é fixado a menos que 1.

3.4.2. Filtro passa-baixa

Considerando que as saídas dos sensores geralmente serão multiplexadas juntas, elas devem ser amostradas à taxa de Nyquist se elas serão reconstruídas com precisão depois da demultiplexação. Isto significa que eles devem ser amostrados a uma taxa que é mais que duas vezes a máximo componente de freqüência da forma de onda sendo amostrada. Esta taxa de Nyquist implica que um filtro perfeito passou todas as freqüências mais baixas e rejeitou todas as freqüências mais altas. Em condições práticas, é amostrado aproximadamente cinco vezes o componente de freqüência mais alta, e usa-se um filtro não-ideal para limitar as freqüências superiores na saída do sensor. O filtro passa-baixa prático mostrado na *figura 3.4.2.* é chamado de filtro de Butterworth. É projetado para ser o mais "achatante" possível na banda passante, e sua característica de atenuação na banda rejeitada chega a -20 dB por década por pólo. Também há outros filtros disponíveis, como o filtro de Chebyshev que oferece declive máximo à curva de atenuação, mas apresenta ondulações na banda de passagem.

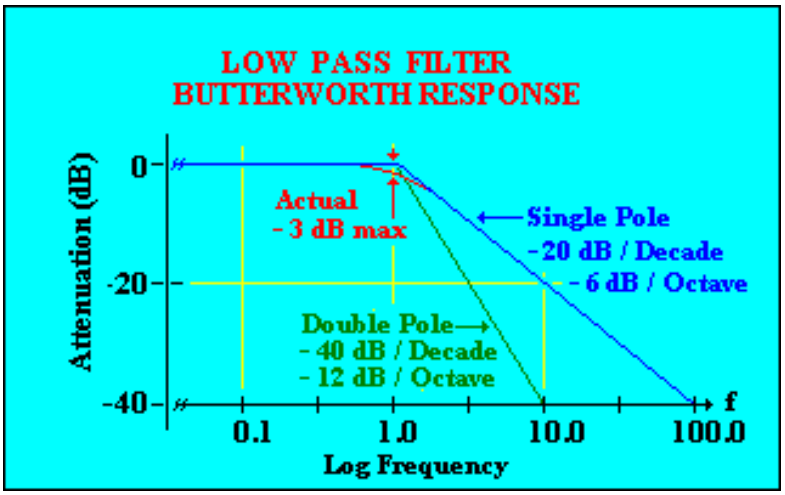


Figura 3.4.2. – Um filtro Butterworth.

Perceba que há filtros também disponíveis como passa-baixa, passa-alta e passa-faixa. Eles também podem ser rejeita-faixa para aplicações específicas. Filtros são abundantes em qualquer sistema de telemetria. Este exemplo é um filtro passa-baixa usado para controlar largura de banda do sinal de saída de sensor. Um filtro de passa-banda é usado no receptor para selecionar a freqüência de RF desejada. Um filtro de passa-banda também é usado dentro da seção de IF do receptor para adicionar melhor rejeição de sinal. Um filtro passa-baixa é usado no sincronizador de bits para gerar um *clock* seguro. Um filtro passa-baixa é usado com um detector de AM para remover a inteligência da portadora. Filtros passa-baixa são usados em um demultiplexador de FM para separar as portadores individuais dos sensores, etc.

3.4.3. Conversores analógicos-digitais (A/D)

Um conversor analógico-digital (ou A/D) é um circuito eletrônico que pode amostrar uma quantidade analógica e sair com uma representação digital quantizada daquela quantidade. Os A/Ds são geralmente usados na gama de 8 bits, com 256 níveis de quantização, a até 12 bits com 4096 níveis, mas pode ser feito com muitos mais bits. Um sinal de gatilhamento geralmente é exigido dizer ao ADC quando amostrar o sinal analógico. O ADC normalmente é especificado em termos de quão depressa pode fazer a conversão. Isto pode ser especificado em termos da máxima taxa de gatilhamentos ou o pior caso de demora do gatilhamento até que o dado digital esteja disponível na saída.

A *figura 3.4.3.* é um esquema simplificado de um conversor analógico-digital de 2 bits. Ele assume que a tensão analógica de entada, V_{in}, é positiva. A tensão V_{CC} é escolhida de modo a ser um pouco maior que a tensão de pico da entrada. Por ele ser um A/D de dois bits, a tensão de entrada irá ser comparada com 4 níveis. Os 4 resistores, R, servem como divisor de tensão para partir a tensão V_{CC} em quatro tensões ($V_{CC}/4$, $V_{CC}/2$, $3V_{CC}/4$ e V_{CC}). Os três comparadores C, comparam a tensão de entrada com a tensão de referência nas suas entradas. A saída de um comparador é verdadeira quando a tensão de entrada, no terminal positivo, excede a tensão de referência, no terminal negativo. Um cicuito lógico a seguir é necessário para transformar as saídas dos comparadores no MSb e no LSb. Esta lógica se torna um circuito lógico comum chamado de *Priority Encoder*.

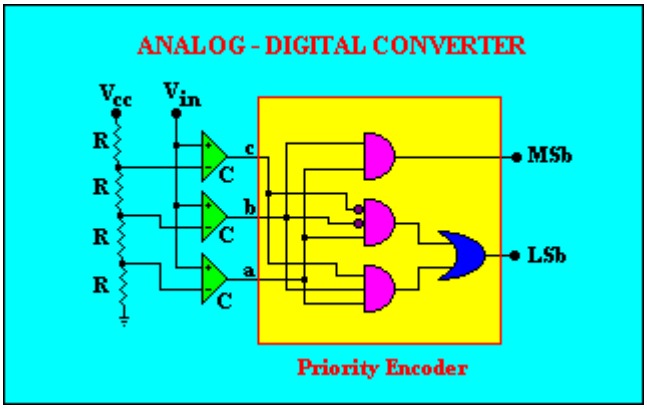


Figura 3.4.3. – Esquema simplificado para um A/D de dois bits.

3.4.4. Conversores digitais-analógicos (D/A)

Um conversor digital-analógico (ou D/A) é um circuito eletrônico que pode amostrar a quantidade digital de uma entrada e sair com uma representação analógica dessa entrada. Os D/As são especificados pelo número de bits de informação digital que eles esperam como entrada e a variação de tensão que eles podem produzir na saída. O número de amostras digitais que eles ingerem em um determinado intervalo de tempo é outra consideração. O D/A normalmente é especificado em termos de quão depressa pode fazer a conversão, a faixa dinâmica que pode cobrir, e o nível de ruído na saída. Dados digitais de entrada podem ser seriais ou paralelos, dependendo da aplicação.

A *figura 3.4.4.* é um esquema para um simples conversor digital-analógico (D/A) de dois bits, tipo escada. Os bits digitais são somente o LSb e o MSb da palavra digital que será convertida em uma saída analógica, V_0. Esta escada mostra somente dois bits, mas o conceito é expandível para mais continuando a escada para a direita. Note que com "00" na entrada, há uma saída de 0 Volt já que as chaves estão todas na posição mostrada. Com uma entrada de "01" a chave do LSb se move para a posição Vr. A análise do circuito resultante revela que V_0 é igual a Vr/4. Com uma entrada de "10", o LSb retorna ao zero, mas a chave de MSb é movida para a posição Vr. A análise do circuito mostra que V_0 será igual a Vr/3. Finalmente com entrada "11", ambas as chaves de LSb e MSb estão na posição Vr. Isto produz uma saída de Vr/2. Na prática, as chaves mecânicas mostradas seriam chaves eletrônicas, como FETs (*Field Effect Transistors*), e a saída seria amplificada por um amplificador operacional para evitar carregamento. Também há uma diferença no atraso de propagação entre o chaveamento do LSb e do MSb que deve ser superada no D/A prático.

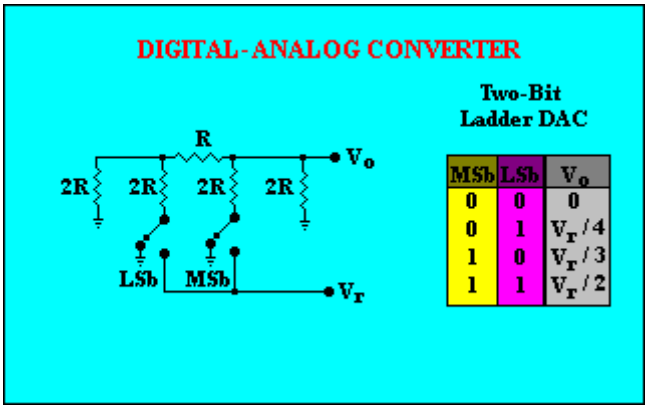
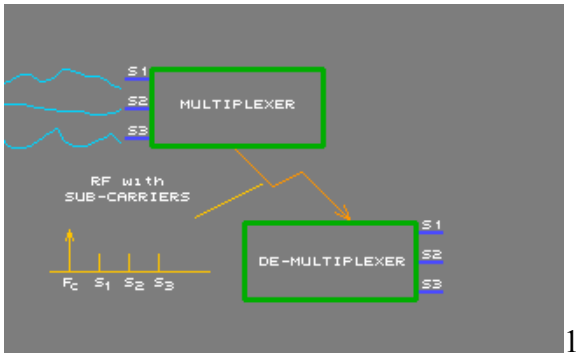


Figura 3.4.4. –Esquema simplificado para um D/A de dois bits, tipo escada.

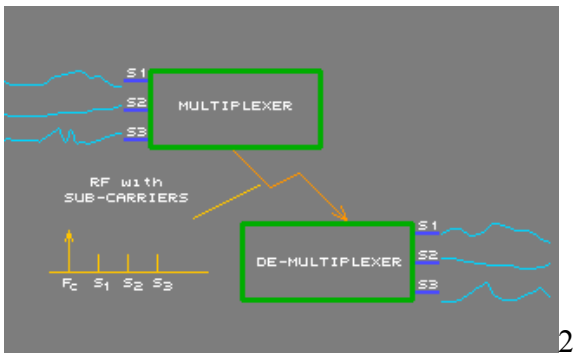
3.5. Multiplexação

A multiplexação é um método de empacotar um número de medidas em um único *stream* de dados de telemetria. As próximas páginas fornecem detalhes da multiplexação por divisão de frequência (FDM) e da multiplexação por divisão de tempo (TDM), além de discutir o critério de Nyquist para determinar a necessidade de amostragem para um sinal. Métodos de implementar um multiplexador também serão mostrados.

As *sequências de figuras 3.5.A. e 3.5.B.* mostram os dois métodos primários de multiplexar a informação em uma portadora comum. O primeiro método mostrado é chamado de multiplexação por divisão de frequência, onde o enlace de RF contém subportadoras de frequências separadas que são designadas a diferentes amostragens. O segundo método mostrado é chamado de multiplexação por divisão de tempo, onde o enlace RF tem o tempo compartilhado com as diferentes amostragens. Com a multiplexação por divisão de frequência cada amostra geralmente tem sua própria frequência enquanto que na multiplexação por divisão de tempo cada amostra tem a sua fatia de tempo.

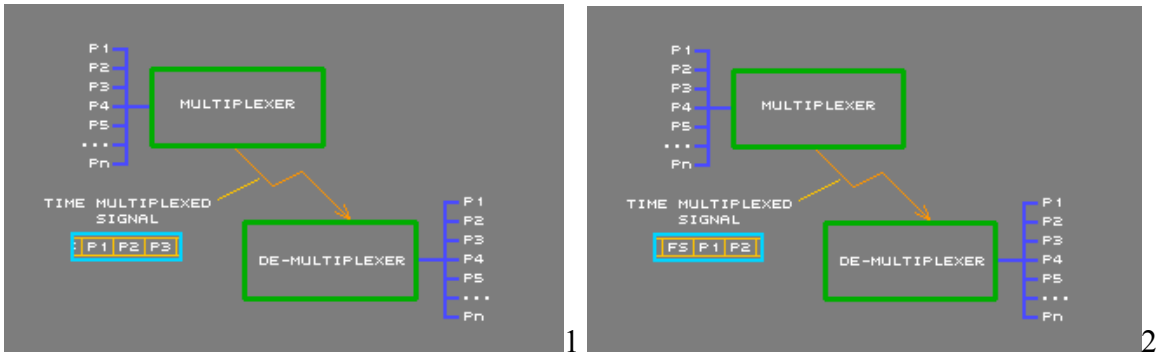


1



2

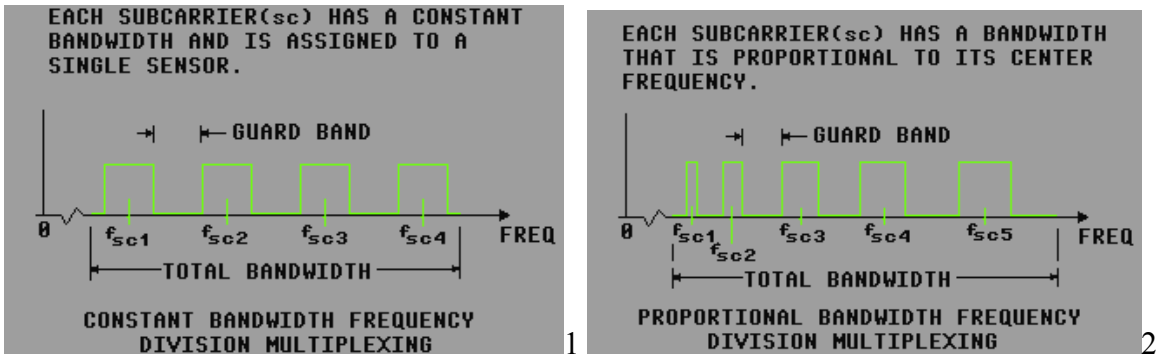
Sequência de Figuras 3.5.A. – Multiplexação por divisão de frequência.



Sequência de Figuras 3.5.B. – Multiplexação por divisão de tempo.

3.5.1. Multiplexação por divisão de frequência (FDM)

Uma multiplexação por divisão de frequência (FDM) é um meio de compartilhar o espectro do enlace de RF. Sabe-se que o FM é um de três métodos disponíveis para modular uma portadora. Em FM, altera-se a frequência da portadora de modo proporcional à amplitude da forma de onda modulante. O FDM é mostrado na *sequência de figuras 3.5.1*.



Sequência de Figuras 3.5.1. - Multiplexação por divisão de frequência.

No FDM alocamos uma freqüência e uma porção da largura de banda disponível por uma subportadora para cada sensor e deixa todos os sensores operarem em paralelo, compartilhando o tempo. Com o FDM todos os sensores podem manter saídas contínuas, sem a necessidade de compartilhar o tempo ou formas de onda de pulsos. Há dois sistemas de FDM em uso atualmente. São de largura de banda constante e de largura de banda proporcionais. Os de largura de banda constante aloca uma largura de banda constante, digamos 2, 4, 8, etc. kHz, para cada sensor e espaça as freqüências determinadas suficientemente longe para prover faixas de guarda em ambos os lados das freqüências divergidas. Um sistema usando largura de banda de 2 kHz para cada sensor poderia ser usado se todos esses sensores forem requeridos.

O sistema de largura de banda proporcional reconhece que freqüências mais altas podem acomodar mais largura de banda de dados do que as freqüências mais baixas. A largura de banda proporcional estabelece uma divergência, digamos 7,5%, para cada freqüência e então aloca as freqüências centrais de modo que haja uma faixa de guarda entre cada freqüência designada. Claramente 7,5% de uma freqüência mais baixa é menos largura de banda usável que 7,5% de uma freqüência mais alta. Sensores com baixa variação são designados às freqüências baixas, canais de baixa largura de banda e sensores que variam rapidamente são designados às freqüências altas, com canais de largura de banda altas.

Qual sistema é melhor depende das circunstâncias. Sistemas de largura de banda constante usam melhor o espectro se vários sensores com as mesmas exigências de largura de banda serão monitorados. Sistemas de largura de banda proporcionais usam melhor o espectro se as saídas dos sensores tiverem exigências de largura de banda diferentes.

O FDM é frequêntemente chamado de FM ou FM/FM.

3.5.1.1. Padrão IRIG para FM de largura de banda constante

A *tabela 3.5.1.1.* mostra o padrão IRIG para trasmissores de telemetria FM usando canais de largura de banda constante. Tipicamente os canais de largura de banda constante são usados quando todos os sensores são do mesmo tipo de dados, digamos vibração.

CONSTANT BANDWIDTH CHANNELS
Center Frequency @ Step

CHANNEL DESIGNATION		DEVIATION	NOMINAL FREQ RESPONSE	MAXIMUM FREQ RESPONSE
A	8-176 @ 8	+/- 2 KHz	400 Hz	2 KHz
B	16-352@16	+/- 4 KHz	800 Hz	4 KHz
C	32-704	+/- 8 KHz	1.6 KHz	8 KHz
D	64 - 1408	+/- 16 KhZ	3.2 KHz	16 KHz
E	128-2816	+/- 32 KHz	6.4 KHz	32 KHz
F	256-3840	+/- 64 KHz	12.8 KHz	64 KHz
G	512-3584	+/- 128 KHz	25.6 KHz	128 KHz
H	1024-3072	+/- 256 KHz	51.2 KHz	256 KHz

Tabela 3.5.1.1. - Padrão IRIG para FM/FM de largura de banda constante.

3.5.1.2. Padrão IRIG para FM de largura de banda proporcional

As *tabelas 3.5.1.2.A, B. e C.* mostram o padrão IRIG para trasmissores de telemetria FM/FM usando canais de largura de banda proporcional. Tipicamente os canais de largura de

banda proporcional são usados quando os sensores requerem uma mistura de diferentes frequências de amostragem .

Canais de largura de banda proporcionais → largura de bandas maiores implicam em menos canais.

PROPORTIONAL BANDWIDTH 7.5 %

CHANNEL	CENTER FREQ	LOWER DEV LIM	UPPER DEV LIM	NOM FREQ RESP	MAX FREQ RESP
1	400	370	430	6	30
2	560	518	602	8	42
3	730	675	785	11	55
4	960	888	1032	14	72
5	1300	1202	1398	20	98
6	1700	1572	1828	25	128
7	2300	2127	2473	35	173
8	3000	2775	3225	45	225
9	3900	3607	4193	59	293
10	5400	4995	5805	81	405
11	7350	6799	7901	110	551
12	10500	9712	11288	160	788
13	14500	13412	15588	220	1088

PROPORTIONAL BANDWIDTH (Cont) 7.5%

CHANNEL	CENTER FREQ	LOWER DEV LIM	UPPER DEV LIM	NOM FREQ RESP	MAX FREQ RESP
14	22000	20350	23650	330	1650
15	30000	27750	32250	450	2250
16	40000	37500	43000	600	3000
17	52500	48562	56438	788	3938
18	70000	64750	75250	1050	5250
19	93000	86025	99975	1395	6975
20	124000	114700	133300	1860	9300
21	165000	152625	177375	2475	12375
22	225000	208125	241875	3375	16875
23	300000	277500	322500	4500	22500
24	400000	370000	430000	6000	30000
25	560000	518000	602000	8400	42000

Tabela 3.5.1.2.A. – Largura de banda proporcional de 7,5% , canais 1 – 13 e 14 - 25.

PROPORTIONAL BANDWIDTH 15 %

CHANNEL	CENTER FREQ	LOWER DEV LIM	UPPER DEV LIM	NOM FREQ RESP	MAX FREQ RESP
A	22000	18700	25300	660	3300
B	30000	25500	34500	900	4500
C	40000	34000	46000	1200	6000
D	52500	44625	60375	1575	7875
E	70000	59500	80500	2100	10500
F	93000	79500	106950	2790	13950
G	124000	105400	142600	3720	18600
H	165000	140240	189750	4950	24750
I	225000	191250	258750	6750	33750
J	300000	255500	345000	9000	45000
K	400000	340000	460000	12000	60000
L	560000	475000	644000	16800	84000

Tabela 3.5.1.2.B. – Largura de banda proporcional de 15%, canais A – L.

PROPORTIONAL BANDWIDTH 30 %

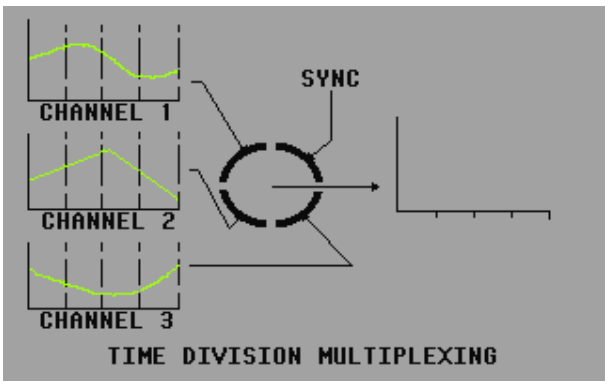
CHANNEL	CENTER FREQ	LOWER DEV LIM	UPPER DEV LIM	NOM FREQ RESP	MAX FREQ RESP
AA	22000	15400	28600	1320	5500
BB	30000	21000	39000	1800	9000
CC	40000	28000	52000	2400	12000
DD	52500	36750	68250	3150	15750
EE	70000	49000	91000	4200	21000
FF	93000	65100	120900	5580	27900
GG	124000	86800	161200	7440	37200
HH	165000	115500	214500	9900	49500
II	225000	157500	292500	13500	67500
JJ	300000	210000	390000	18000	90000
KK	400000	280000	520000	24000	120000
LL	560000	392000	728000	33600	168000

Tabela 3.5.1.2.C. – Largura de banda proporcional de 30%, canais AA – LL.

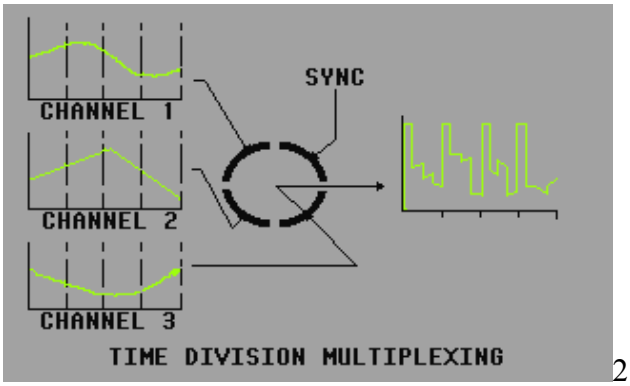
3.5.2. Multiplexação por divisão de tempo (TDM)

A multiplexação por divisão de tempo (TDM) é uma maneira de compartilhar o tempo disponível no enlace de RF entre os vários sensores. A simplificada *sequência de figuras 3.5.2.* mostra como um multiplexador desempenha uma amostragem cíclica de cada saída de sensor. As amostras são concatenadas assim em um único *stream* com os valores de cada sensor, um seguindo imediatamente o outro. Uma ou mais fatias devem ser postas de lado como um meio de manter a sincronização com o demultiplexador, mais comumente chamado de decomutador, no local remoto. Grandes números de parâmetros individuais ou palavras de barramentos de dados podem ser transmitidos usando o TDM. A taxa à qual os sensores devem ser amostrados é determinada pelas exigências de Nyquist para os dados.

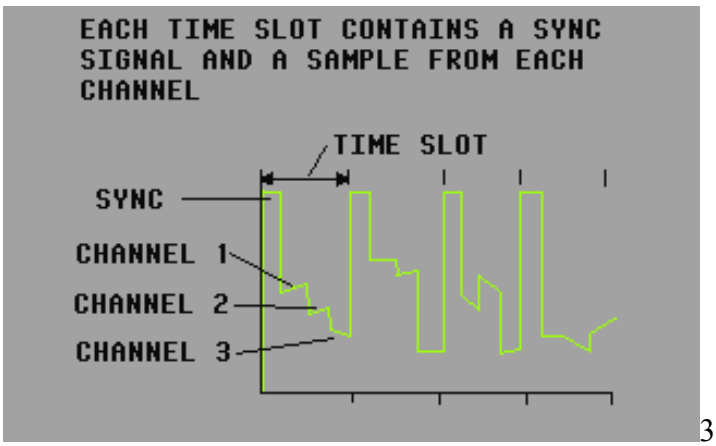
A comutação mecânica não é mais usada desde que a comutação e decomutação eletrônica provou ser muito mais segura. A fatia de tempo definida no decomutador da *sequência de figuras 3.5.2.* será redefinida para um comutador eletrônico como *frame*, ou *minor frame*.



1



2



3

Sequência de Figuras 3.5.2. - Multiplexação por divisão de tempo.

Note que o TDM compartilha o tempo disponível entre os sensores e o FDM compartilha as freqüências disponíveis entre os sensores. O TDM aloca um tempo e compartilha uma freqüência, e o FDM aloca uma freqüência e compartilha o tempo (no sentido de que todos são simultâneos). O TDM é basicamente uma operação serial e o FDM é basicamente uma operação paralela.

Multiplexador digital

A *figura 3.5.2.* é uma representação esquemática de um multiplexador eletrônico para dados digitais. Há bits de entrada de quatro sensores disponíveis nas linhas de entrada. O *Quad Counter* de quatro estados está correndo livremente, e está gerando sinais de sincronismo para o demultiplexador no solo. O sincronismo também pode ser provido como um das entradas amostadas. Há quatro portas E usadas para passar o bit quando este é alto e a saída do *Quad Counter* é alta. Há uma porta OU de quatro entradas para passar o bit à linha de saída quando uma das saídas das Es forem altas. O trem de pulso de saída é composto então dos bits "1" das respectivas entradas amostradas. No solo um demux semelhante separa os bits e os envia à porta de saída apropriada.

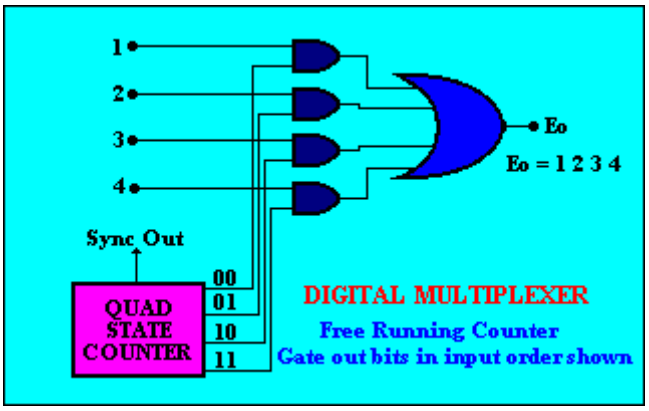


Figura 3.5.2. – Representação esquemática de um multiplexador eletrônico para dados digitais.

3.6. Amostragem

Amostragem é geralmente associada ao critério de Nyquist. O critério de amostragem de Nyquist diz que com um filtro ideal só é necessário ter duas amostras não-zero da forma de onda no componente de freqüência mais alta para reconstruir a forma de onda fielmente a partir das amostras. Explicado de outro modo, se um sinal tem a largura de banda limitada por um filtro passa-baixa perfeito a alguma freqüência de corte, então nós só temos que amostar o sinal a uma

freqüência um pouco maior que duas vezes aquela freqüência de corte para ser capaz de recuperar das amostras exatamente o sinal original.

Nos sistemas de telemetria práticos são amostrados até cinco vezes a frequência da componente mais alta esperada como saída do transdutor. Cinco vezes, em lugar de duas vezes, é usado porque um filtro prático fica aquém do filtro ideal e um fator de cinco provou ser confiável na prática. Por exemplo, se a taxa mais alta de mudança de um sensor é limitada a 1 kHz, o amostrador será configurado a correr a 5 kHz para poder reconstruir a saída do sensor fielmente a partir das amostras.

A *figura 3.6.* mostra a curva vermelha como o componente de maior frequência da amostra. Os dois pontos verdes são suficientes para reconstruir exclusivamente este componente de freqüência mais alto, e conseqüentemente esta freqüência de amostragem também pode reconstruir todos os componentes de freqüência mais baixos da amostra. Note que uma única amostra, como a mostrada no ponto azul, não é suficiente pois existem duas forma de onda que compartilham esta amostra. Não amostrar a uma taxa alta o bastante resulta em *aliasing*. Quando um sinal é amostrado a uma taxa muito baixa, aparece um sinal de freqüência mais baixa totalmente diferente na recuperação. Refere-se ao sinal resultante como o pseudônimo (*alias*) do original. Amostar a uma freqüência muito alta geralmente não tem problemas, mas vai elevar o custo e complexidade dos circuitos.

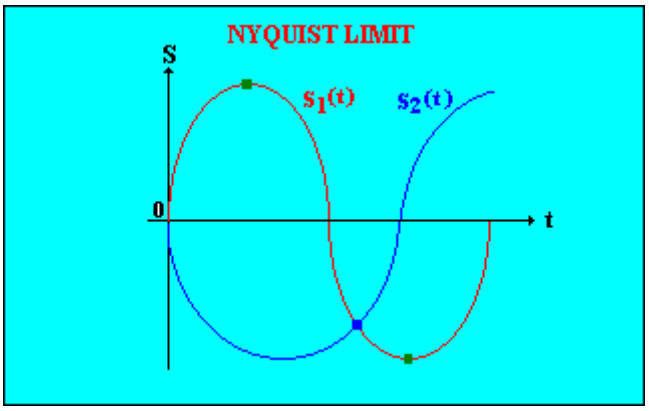


Figura 3.6. – Limite de Nyquist.

3.6.1. Aliasing

Um *alias* é uma forma de onda de freqüência mais baixa que tem características idênticas à forma de onda dada a cada intervalo de amostra. A *figura 3.6.1.* mostra como o *aliasing* pode ocorrer. Para este exemplo de onda senoidal, note que esta está sendo amostrada a uma taxa que

está ligeiramente mais lenta que a freqüência do componente de freqüência mais alto, a senoide mostrada em vermelho. Era suposto que se amostraria a duas vezes a freqüência do componente de freqüência mais alto. Note que cada vez que se amostra a forma de onda de freqüência alta mostrada em vermelho, também esta-se gerando um ponto de amostra para a senoide de freqüência mais baixa, conhecido como um pseudônimo (*alias*), mostrado em azul. Há um *alias* para a forma de onda senoidal porque esta-se amostando a uma freqüência muito baixa.

Esta-se amostando na realidade a uma freqüência que é menor que a freqüência da onda de seno mostrada em vermelho. Isto está abaixo da taxa de amostra de que Nyquist diz que precisamos amostar a uma taxa que é pelo menos duas vezes mais rápida quanto o componente de freqüência mais alto da forma de onda amostrada. Considerando que estamos amostrando muito lentamente, temos que elevar a taxa de amostragem até que estivermos amostando pelo menos duas vezes tão rápido quanto o componente de freqüência mais alto da forma de onda amostrada. Esta forma de onda de freqüência mais baixa é chamada de *alias* da forma de onda de freqüência mais alta porque elas tem exatamente as mesmas amostras a esta taxa de amostragem. Este sinal de *aliasing* será usado para reconstruir a forma de onda, que resultará em uma forma de onda reconstruída muito distorcida que pode nem mesmo se assemelhar ao original.

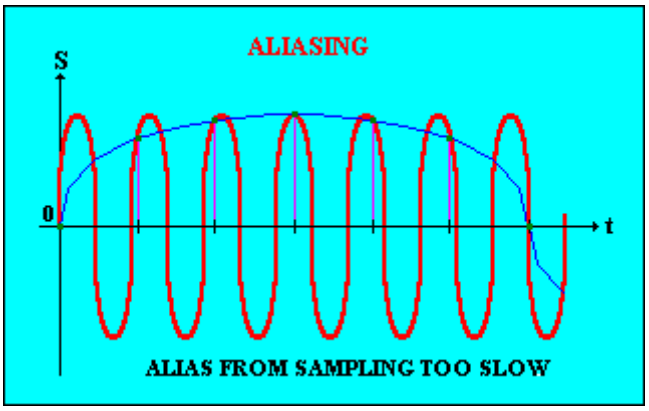


Figura 3.6.1. – Alias ao se amostrar muito lentamente.

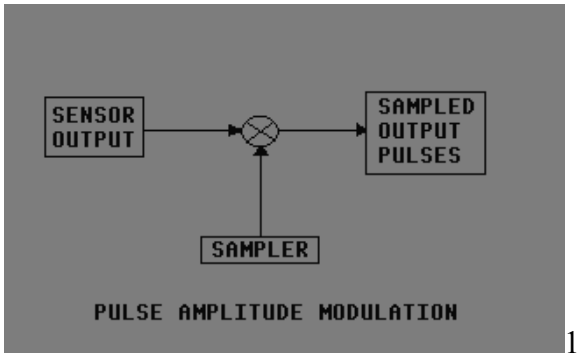
3.6.2. Teoria de amostragem

Devido à necessidade de multiplexar os dados dos vários sensores em um único *stream* de dados seriais para sistemas de telemetria por divisão de tempo, é necessário amostar os sensores e transmitir a amostra em um esquema de modulação por amplitude de pulso (PAM), modulação por duração de pulso (PDM), modulação por posição de pulso (PPM) ou modulação por codificação de pulsos (PCM).

Na *sequência de figuras 3.6.2.* é mostrado uma forma de onda analógica que varia lentamente e que é contínua durante o intervalo de interesse. Abaixo está uma forma de onda que é amostrada periodicamente durante um período de interesse. O critério de Nyquist diz que com um filtro perfeito só é necessário ter duas amostras da forma de onda, do componente de freqüência mais alto da forma de onda, para reconstruir fielmente a forma de onda a partir das amostras.

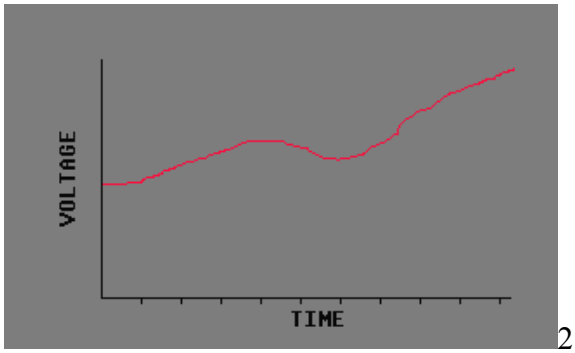
Isto significa que se aplicássemos uma análise de Fourier à forma de onda de interesse poderíamos deduzir o componente de freqüência mais alto da forma de onda. Se amostramos então a duas vezes aquela freqüência poderemos reconstruir a forma de onda a partir das amostras. Em um sistema de telemetria sabemos somente o quão rápido pode mudar a saída de um transdutor, assim sabemos a freqüência superior de interesse na saída de um sensor.

Teoricamente, só temos que amostrar a duas vezes aquela freqüência. Em sistemas de telemetria práticos temos que amostar a cinco vezes a saída de freqüência mais alta de um sensor. Cinco vezes, em lugar de duas vezes, é usado porque um filtro prático fica aquém do filtro ideal e um fator de cinco provou ser confiável na prática. Isto implica que se a taxa mais alta de mudança de um sensor for 1 kHz, o amostrador tem que correr a 5 kHz para reconstruir a saída do sensor fielmente a partir das amostras.



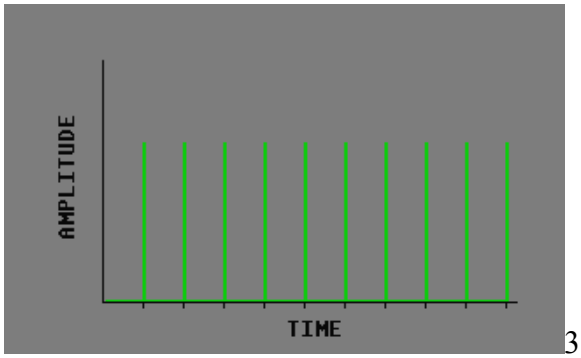
1

DIAGRAMA EM BLOCOS DO PAM



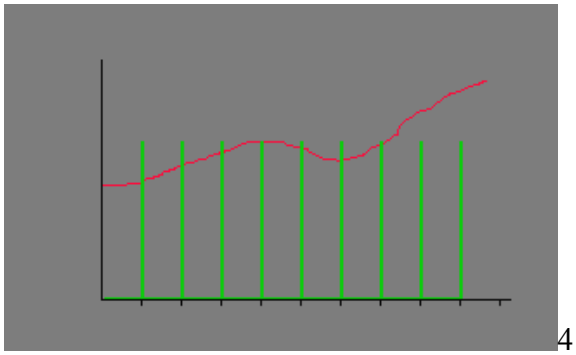
2

SAÍDA DO SENSOR

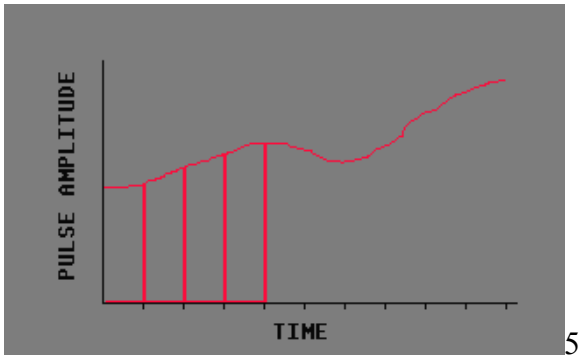


3

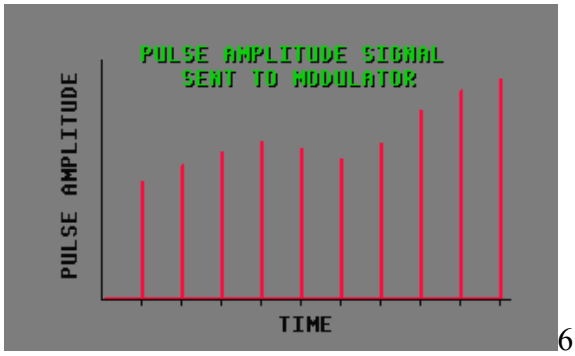
AMPLITUDE DO AMOSTRADOR


4

SOMA DAS SAÍDAS DO SENSOR E AMOSTRADOR



5



6

PULSOS AMOSTRADOS DE SAÍDA

Sequência de Figuras 3.6.2. – Amostragem de um sinal analógico de variação lenta.

3.6.3. Amostra

Amostrar é o processo de extrair uma amostra da saída de um sensor para usá-lo em um sistema de telemetria. A saída de um transdutor geralmente é uma forma de onda analógica. Já que normalmente representa alguma quantidade física, como temperatura ou pressão, é uma quantidade que varia relativamente lentamente. A largura de banda de um filtro passa-faixa que pode passar a saída do transdutor confiávelmente geralmente estará em qualquer lugar de 100 Hz a 1000 Hz.

Para o sistema de telemetria reconstruir a saída do transdutor fielmente das amostras, o amostrador tem que correr teoricamente pelo menos duas, e praticamente cinco vezes, a freqüência superior daquele filtro passa-faixa. Quer dizer, o amostrador tem que correr a cinco vezes o componente de freqüência mais alto da forma de onda de interesse.

Amostragem pode ser vista como o processo de pegar uma amostra da forma de onda de interesse para a saída do amostrador durante o tempo de amostra. O esquema mostrado na *figura 3.6.3.* é um amostrador simples onde a saída é mantida em zero Volt exceto durante o período de amostra no qual a saída é uma amostra que representa a amplitude da forma de onda naquele momento.

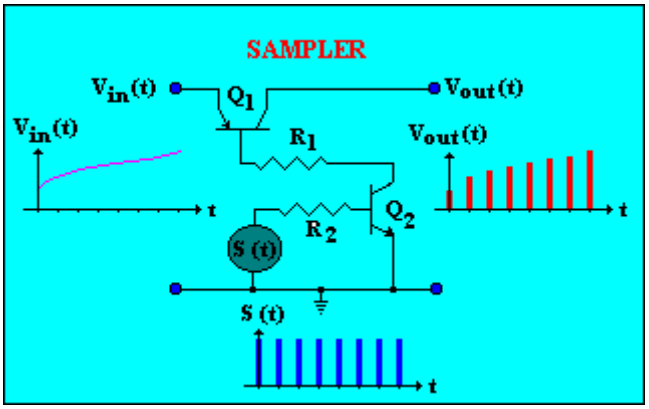


Figura 3.6.3. – Amostrador simples.

3.6.4. Retenção

O amostrador deve amostar no momento exato que o multiplexador precisa da amostra. Se não, um circuito de retenção (*hold*) como o mostrado pode ser exigido para manter a amostra até que o multiplexador o peça. O esquema simples mostrado na *figura 3.6.4.* usa um capacitor que é carregado durante o tempo de amostra e mantém a carga até a próxima amostra. O circuito é projetado tal que o capacitor é carregado muito rapidamente pela amostra mas descarrega muito lentamente, retendo a amostra. Freqüentemente, o processo de carregar o capacitor de amostragem tem que também implicar em descarrega-lo rapidamente durante o tempo de amostra, por exemplo se a amostra atual é menor que a última amostra. Caso contrário o amostrador não seguiria as descidas da forma de onda de entrada. Para esta situação, o diodo D normalmente é implementado por um transistor chave ao invés de um diodo para assegurar que o C possa ser carregado e descarregado ao valor apropriado durante o tempo de amostra.

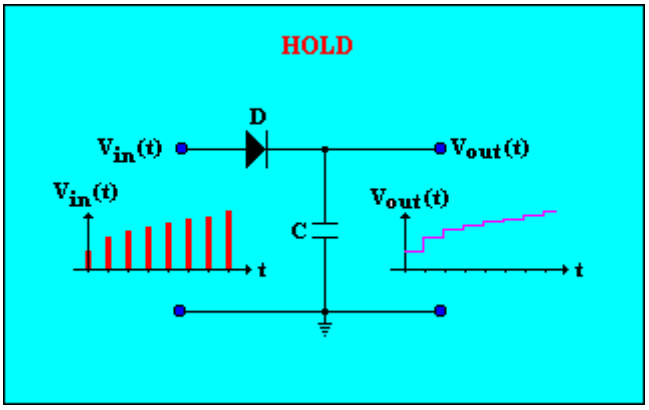


Figura 3.6.4. – Um circuito de retenção simples, usando diodo.

O circuito de retenção também pode ser usado na saída do multiplexador. A saída do multiplexador é um pulso que pode não acontecer no momento exato em que a amostra é requerida pelo circuito que usa a saída do multiplexador. Um circuito de retenção pode capturar o pulso como uma amostra e pode segurar isto até que a próxima amostra chegue. O termo "amostra e retenção" é usado para ambas as aplicações.

3.7. Esquemas de modulação de pulsos

Na multiplexação por divisão de tempo, há vários métodos usados para preparar os pulsos de amosta antes de enviar o *stream* de dados para modular o transmissor. Estes incluem modulação por amplitude de pulso, modulação por duração de pulso, modulação por posição de pulso, e modulação por codificação de pulso. Os três primeiros normalmente são classificados como métodos analógicos e o seguinte é classificado como um método digital, porém a modulação por posição de pulso às vezes é usada em telemetria digital. Veja *tabela 3.7.*

Esquemas de modulação de pulsos	
Analógicos	PAM PDM PPM
Digitais	PCM PPM *(às vezes é considerado digital)*

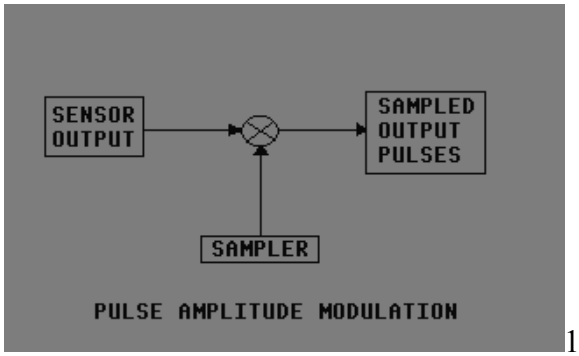
Tabela 3.7. – Os vários métodos usados para preparar os pulsos de amostras.

Métodos analógicos são contínuos e permitem que todos os valores do sinal condicionado da saída do sensor sejam representados. Este não é o caso para o método digital onde a saída do sensor é convertida a um de um número limitado de valores ou níveis. O número de valores possível é determinado pelo número de bits, quer dizer, "1s" e "0s" que serão usados para quantizar a medida. A quantização será abordada em detalhes depois.

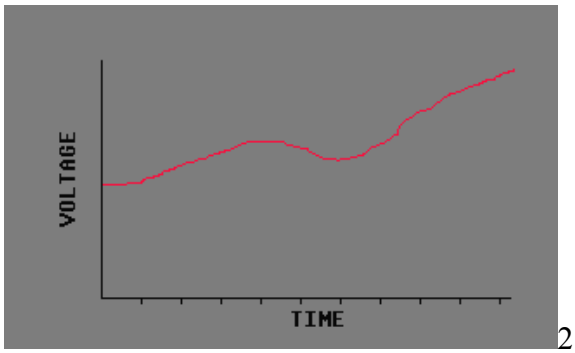
3.7.1. Modulação por amplitude de pulso (PAM)

A *sequência de figuras 3.7.1.* mostra como a modulação por amplitude de pulso (PAM) é implantada para um único sensor. A taxa de amostragem exigida é determinada segundo o critério de Nyquist. Para vários sensores em um sistema de telemetria que usa a multiplexação

por divisão de tempo, a taxa de amostragem para o multiplexador seria dependente do número total de amostras serem multiplexadas no *stream* de dados. Em um caso simples onde a exigência de taxa de amostragem para todos os sensores é o mesmo, o multiplexador teria que correr a X vezes essa taxa onde X é o número de sensores, mais as fatias de tempo adicionais requeridas para uma palavra de sincronismo. Se as exigências de taxa amostragem forem diferentes para alguns dos sensores, são requeridos outros esquemas de amostragem. Isto será discutido depois. As amplitudes dos pulsos produzidos são representações analógicas exatas da saída de sensor no momento em que a amostra foi feita. Condicionamento de sinal é requerido na saída do sensor para assegurar que a variação de tensão e largura de banda da saída não excedam os limites do sistema.

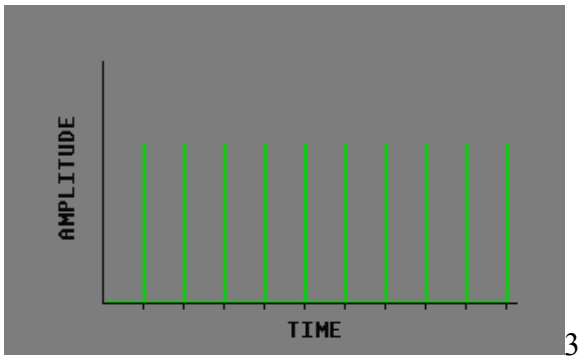


1

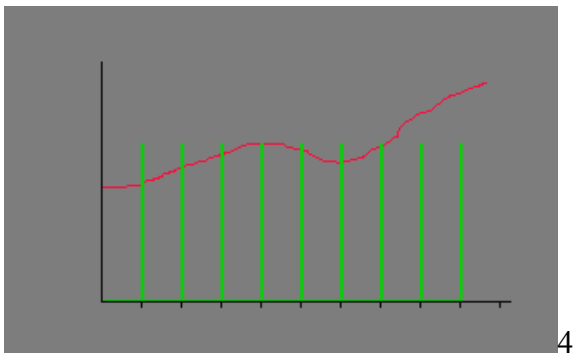


2

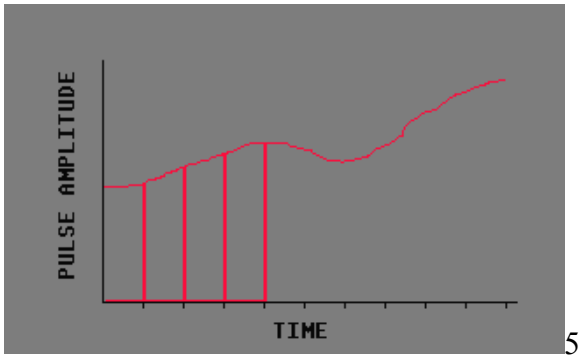
DIAGRAMA EM BLOCOS DO PAM **SAÍDA DO SENSOR**



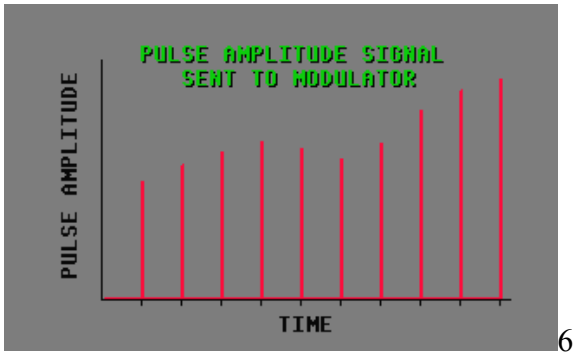
3


4

AMPLITUDE DO AMOSTRADOR **SOMA DAS SAÍDAS DO SENSOR E AMOSTRADOR**



5



6

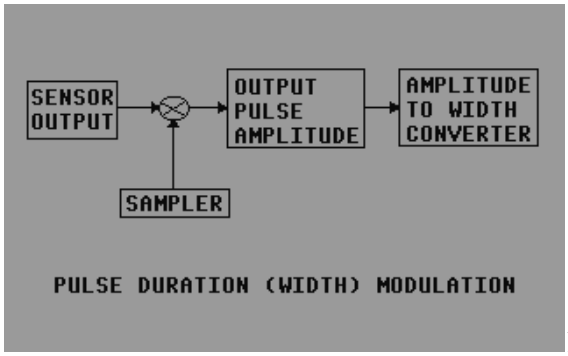
PULSOS AMOSTRADOS DE SAÍDA

Sequência de Figuras 3.7.1. – Modulação por amplitude de pulso (PAM).

O PAM pode ser usado com os três pricipais métodos de modulação no transmissor para produzir, PAM/AM, PAM/FM, e PAM/PM. O PAM/FM é o método primário usado. Esta designação, PAM/FM, onde o esquema de modulação de dados é mostrado primeiro, seguido por uma barra e então o método de modulação no transmissor, será usado em todo este estudo.

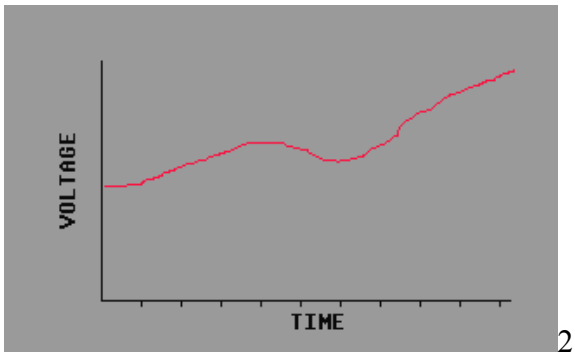
3.7.2. Modulação por duração de pulso (PDM)

A *sequência de figuras 3.7.2.* mostra como a modulação por duração de pulsos (PDM) pode ser implantada para um único sensor. O PDM às vezes é chamado de modulação por largura de pulso (PWM). O PDM é um método analógico de representar uma amostra que usa a duração (largura) do pulso para retransmitir a medida. Pode ser implementado para vários sensores em um sistema de telemetria TDM usando as exigências de amostragem de Nyquist e do multiplexador. Ao contrário do PAM, a amplitude do pulso não é importante, só sua duração. Novamente, o condicionamento de sinal deve ser aplicado à saída do sensor para assegurar que sua variação de tensão e largura de banda permanecem dentro dos limites do sistema.



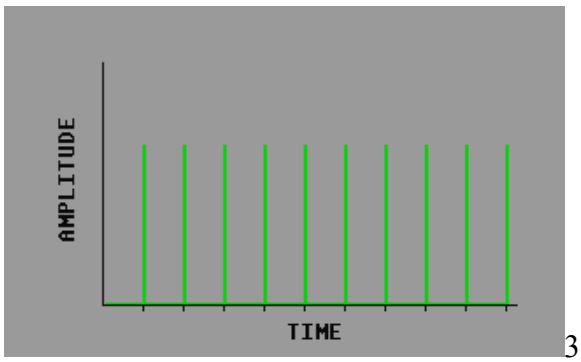
1

DIAGRAMA EM BLOCOS DO PDM



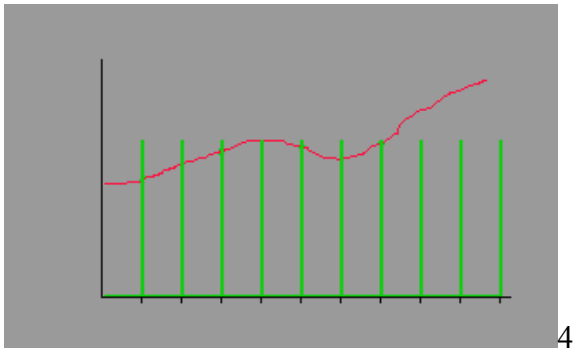
2

SAÍDA DO SENSOR



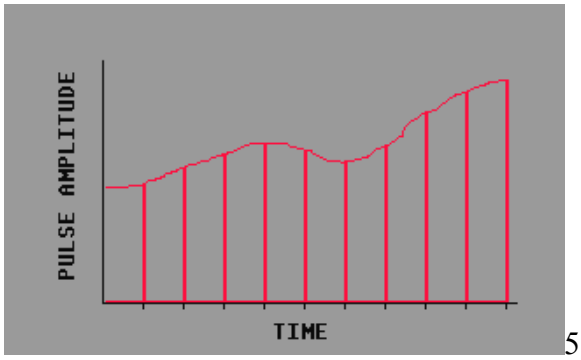
3

AMPLITUDE DO AMOSTRADOR



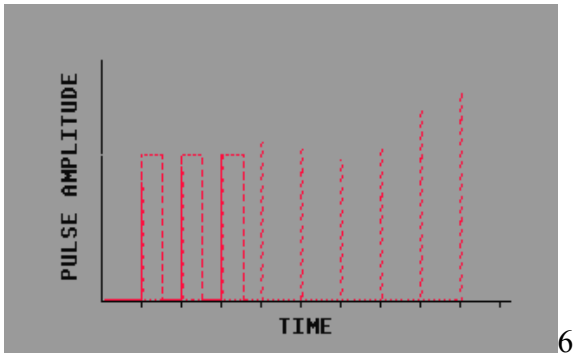
4

SOMA DAS SAÍDAS DO SENSOR E DO AMOSTRADOR



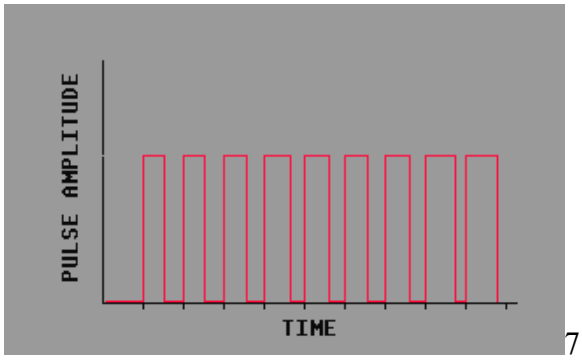
5

SAÍDA EM AMPLITUDE DE PULSO



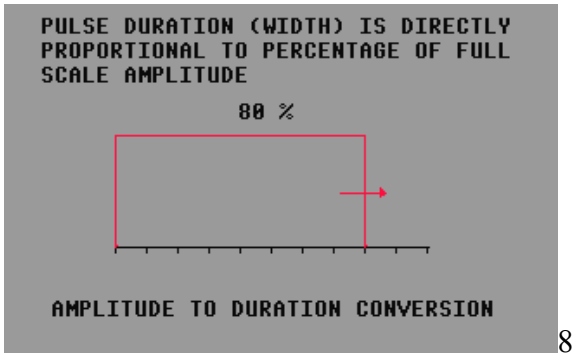
6

AMPLITUDE SENDO CONVERTIDA POR CONVERSOR DE LARGURA



7

AMPLITUDE CONVERTIDA POR CONVERSOR DE LARGURA



8

RELAÇÃO ENTRE DURAÇÃO DE PULSO E AMPLITUDE

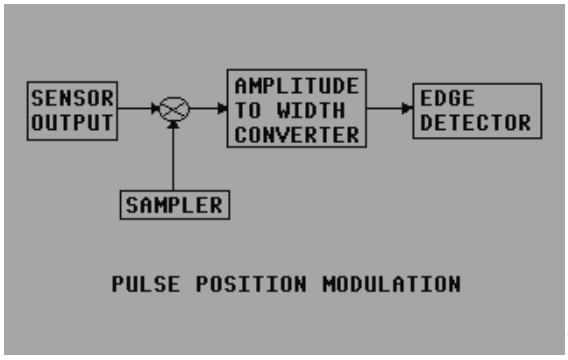
Sequência de Figuras 3.7.2. – Modulação por duração de pulso (PDM).

O PDM pode ser usado com os três pricipais métodos de modulação no transmissor para produzir PDM/AM, PDM/FM, e PDM/PM. O PDM é raramente usado nos sistemas de telemetria modernos.

3.7.3. Modulação por posição de pulso (PPM)

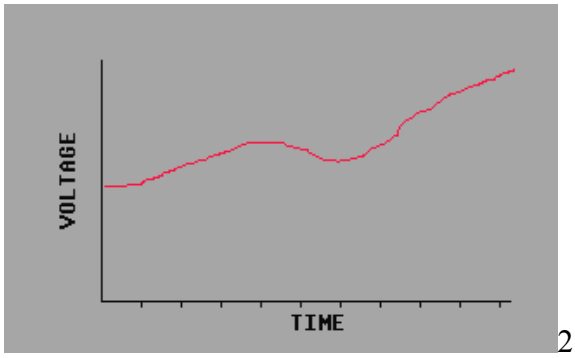
A *sequência de figuras 3.7.3.* mostra como outro método de amostragem analógico, a modulação por posição de pulso (PPM), pode ser implantada para um único sensor. Como com o PAM e PDM, o PPM por ser usado em sistemas de multiplexação por divisão de tempo para transmitir a medida de vários sensores quando as exigências de amostragem de Nyquist e do multiplexador forem atendidas. Com o PPM, a posição do segundo pulso do conjunto de dois pulsos contém a informação da medida. Dentro da fatia de tempo do TDM para um sensor em particular, o segundo pulso pode ser posicionado proporcionalmente em qualquer lugar entre 0 e

100 por cento para representar medidas de zero a fundo escala. Condicionamento de sinal é requerido na saída do sensor.



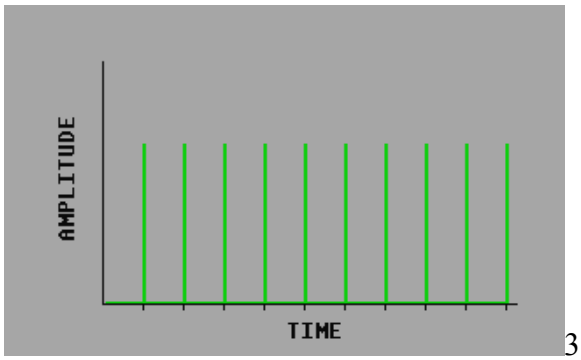
1

DIAGRAMA EM BLOCOS DO PPM



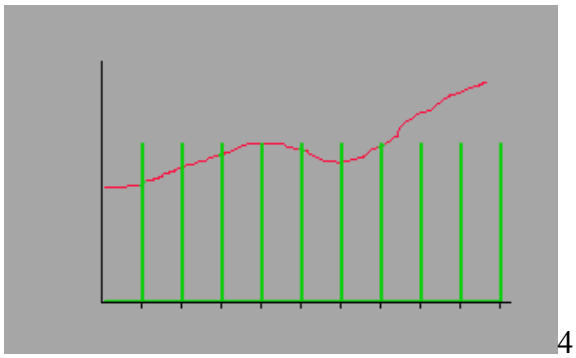
2

SAÍDA DO SENSOR



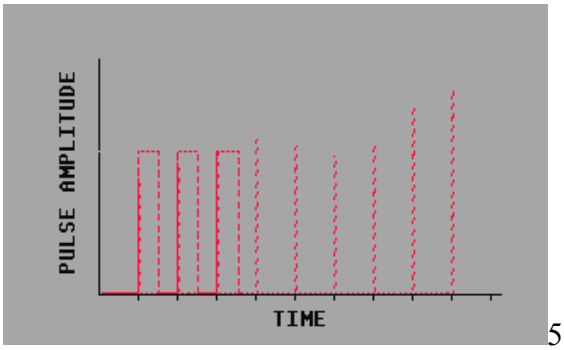
3

AMPLITUDE DO AMOSTRADOR



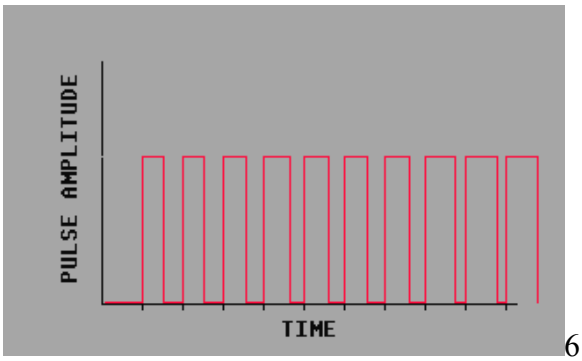
4

SOMA DAS SAÍDAS DO SENSOR E DO AMOSTRADOR



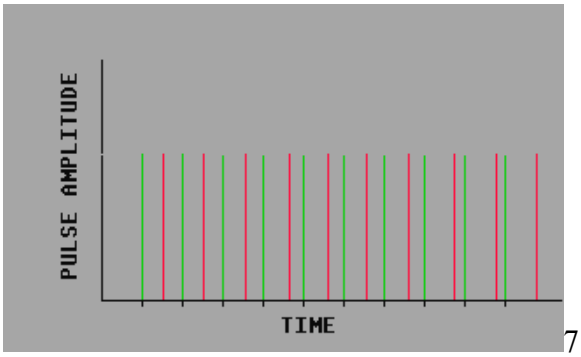
5

AMPLITUDE SENDO CONVERTIDA POR CONVERSOR DE LARGURA

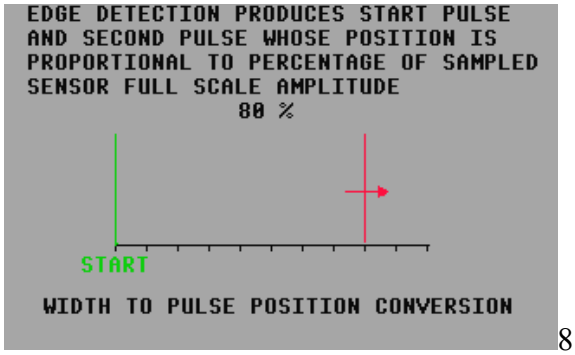


6

AMPLITUDE CONVERTIDA POR CONVERSOR DE LARGURA



7



8

DETECTOR DE EDGE

RELAÇÃO ENTRE POSIÇÃO DE PULSO E AMPLITUDE

Sequência de Figuras 3.7.3. – Modulação por posição de pulso (PPM).

O PPM pode ser usado em esquemas de modulação do trasmissor como PPM/AM, PPM/FM, e PPM/PM. O PPM é raramente usado nos sistemas de telemetria modernos.

3.7.4. Modulação por codificação de pulsos (PCM)

A *sequência de figuras 3.7.4.* mostra a modulação por codificação de pulsos (PCM) implantada para um único sensor. Da mesma maneira que com os métodos analógicos, o sinal condicionado da saída do sensor é amostrado usando as exigências de Nyquist para produzir pulsos de amostra. Com o PCM estes pulsos de amostra são convertidos agora a uma representação digital pelo processo de quantização. No caso mostrado, os pulsos de amostra são convertidos usando um circuito A/D para um código binário de oito níveis. O processo é binário porque há somente dois níveis para representar os dados, os “1s” e “0s”. Para o exemplo, uma representação de código *Non Return to Zero* (NRZ) é usada onde o valor do bit é determinado por seu nível em cada momento de *clock*. Como pode ser visto, o pulso é convertido a um grupo serial de “1s” e “0s” que agora representam o valor medido. A quantização e os vários códigos binários usados para representar dados serão abordados depois.

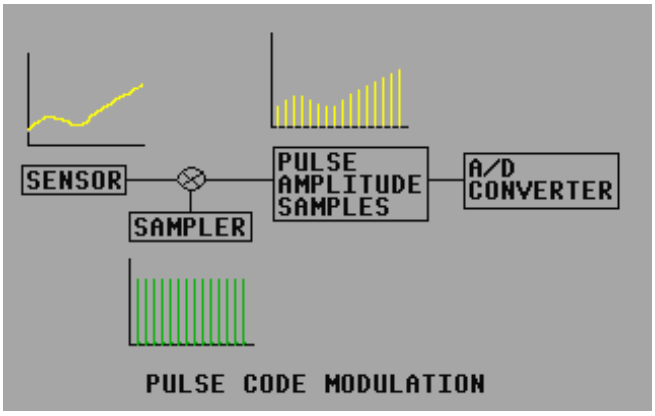
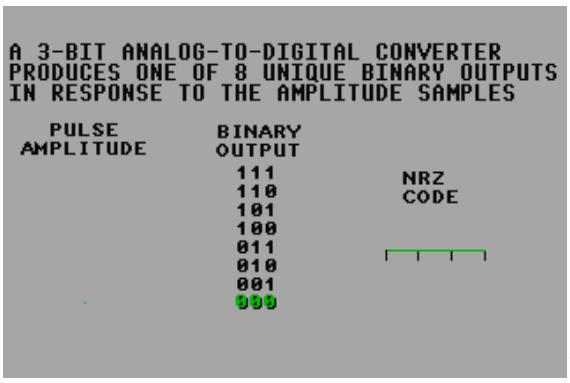
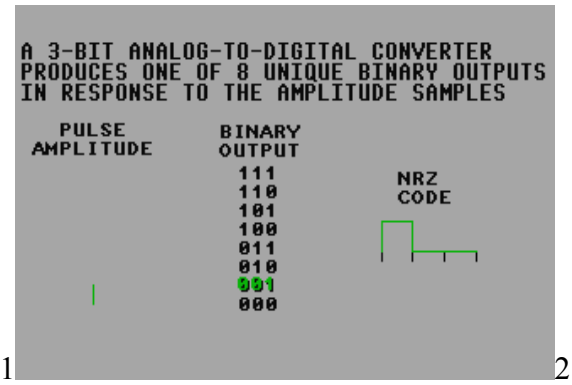


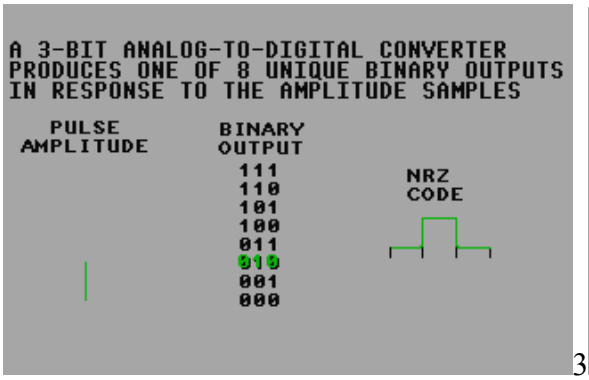
DIAGRAMA EM BLOCOS DO PCM



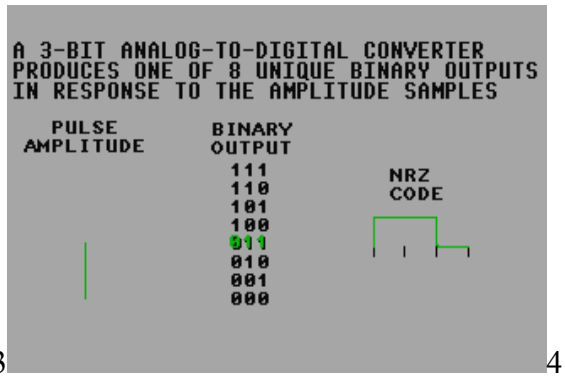
1



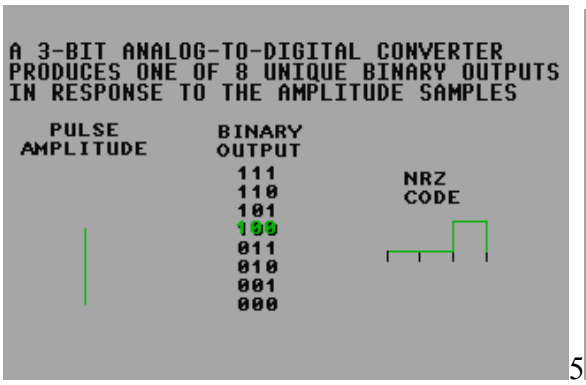
2



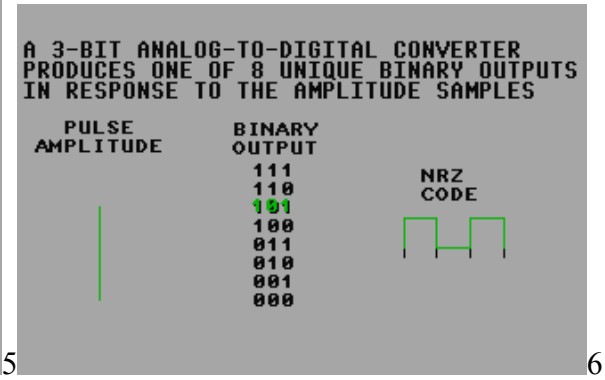
3



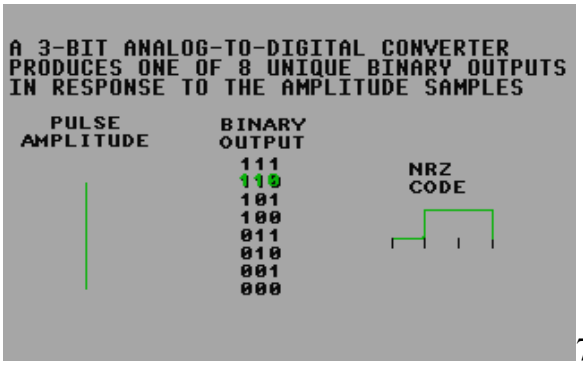
4



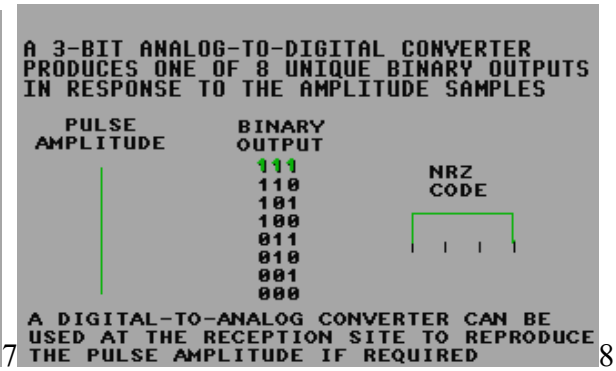
5



6



7



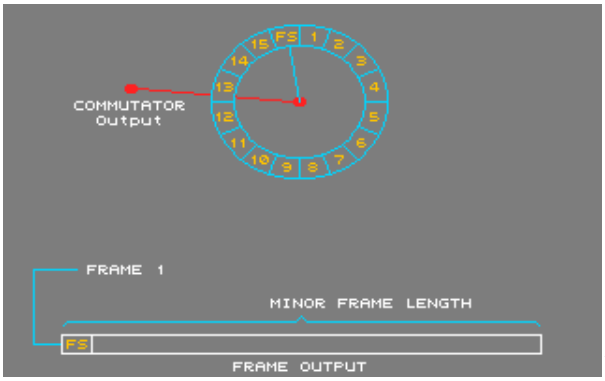
8

PROCESSO DE CONVERSÃO ANALÓGICO-DIGITAL

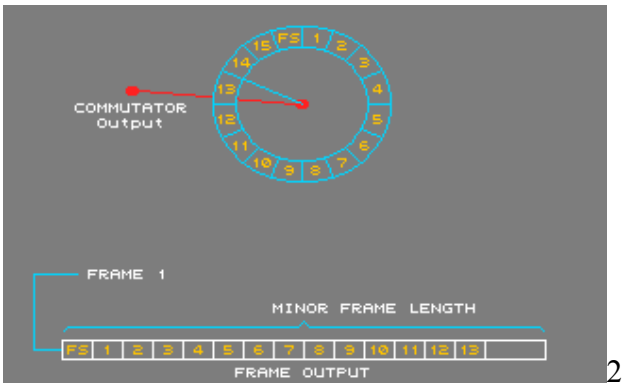
Sequência de Figuras 3.7.4. – Modulação por codificação de pulsos.

3.7.5. Frames

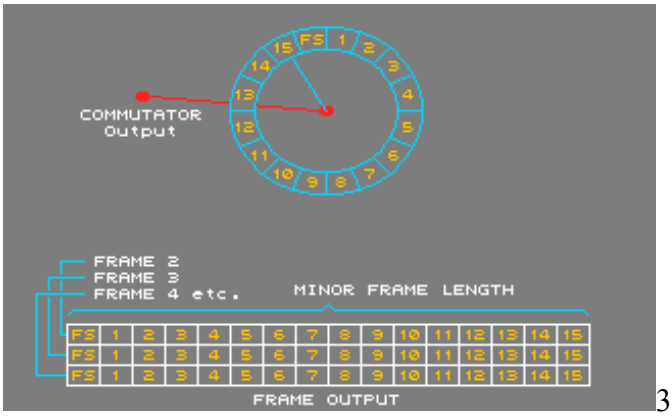
A *sequência de figuras 3.7.5.A.* mostra como um *stream* de dados pode ser construído em *frames* de dados, o que é chamado de comutação. Ilustra um diagrama de roda que poderia ser implementado usando chaves rotativas mecânicas, mas que geralmente são usados só para descrever como implementar o multiplexador de dados ou comutador. No exemplo mostrado, cada *minor frame* tem 15 palavra mais uma palavra de sincronismo de frames designada de FS. O padrão IRIG permite para 256 *minor frames* de até 8192 bits (classe I) ou 16384 bits (classe II) por *minor frame* serem combinados em um *major frame*. Comprimentos de palavras de 4 a 64 bits são permitidos, com uma palavra de sincronização de não mais de 33 bits.



1



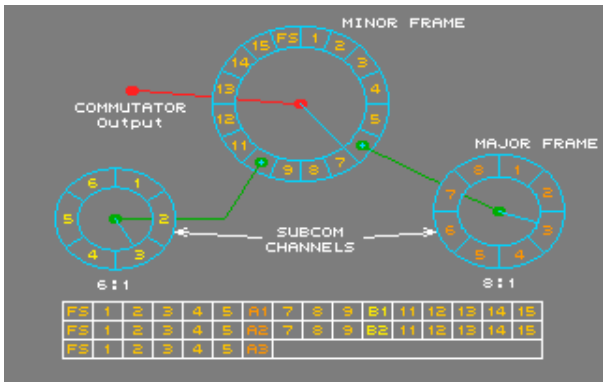
2



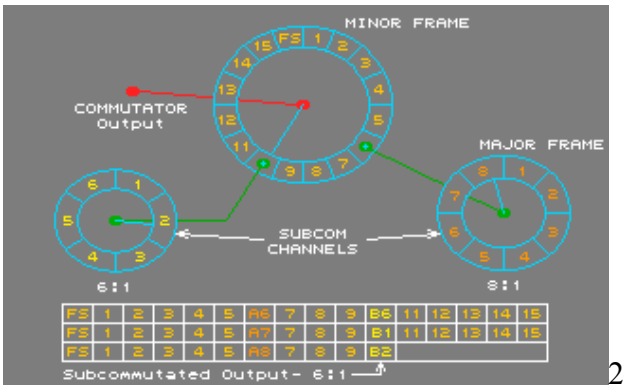
3

Sequência de Figuras 3.7.5.A. - Stream de dados PCM construído em frames de dados.

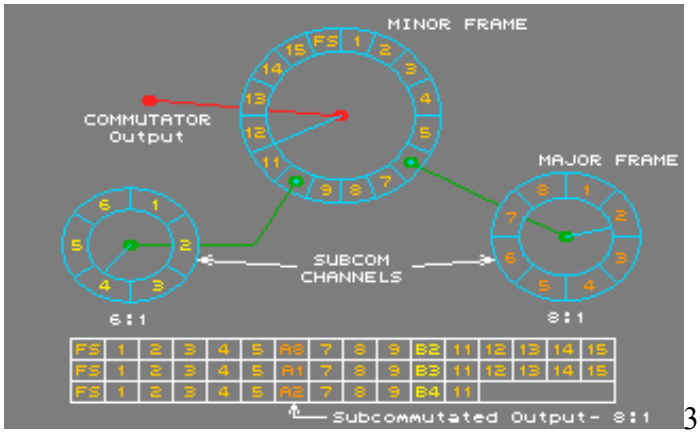
A *sequência de figuras 3.7.5.B.* também mostra a subcomutação, que é a comutação a uma taxa menor que a taxa de comutação primária. Na subcomutação, alguns dos espaços de *minor frames* são alocados para a subcomutação de sensores que não precisam ser amostrados em todos os *minor frames*. Nas figuras, dois espaços do *minor frame* são subcomutados. Aquele à direita é subcomutado a uma relação de 8 para 1 e o da esquerda a uma relação de 6 para 1. Cada vez que o *minor frame* completa um ciclo, cada espaço subcomutado de um *major frame* avança um espaço em sua roda.



1



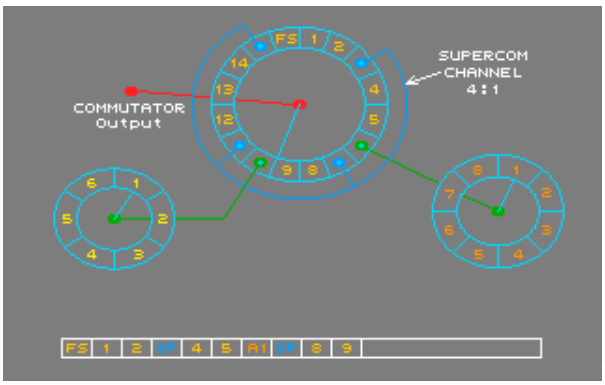
2



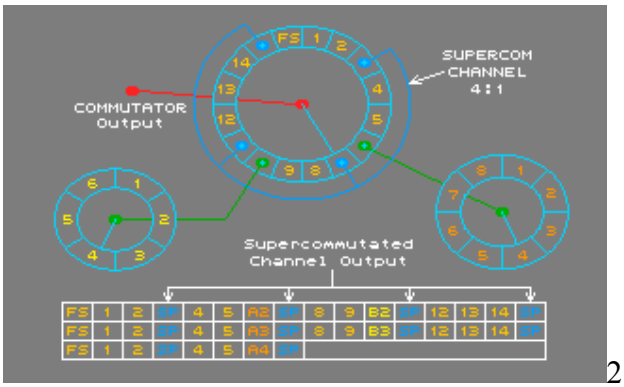
3

Sequência de Figuras 3.7.5.B. - Subcomutação, que é a comutação a uma taxa mais lenta que a taxa de comutação primária.

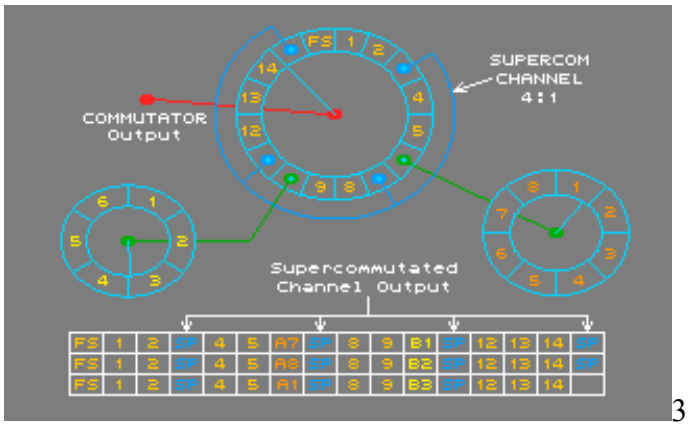
A *sequência de figuras 3.7.5.C.* mostra a supercomutação, que é a comutação a uma taxa mais rápida que a taxa de comutação primária. Nas figuras, vários espaços são alocados para um sensor que deve ser amostrado mais que uma vez por *minor frame*. Neste exemplo, este sensor é amostrado quatro vezes a cada ciclo de *minor frame*. Isto é chamado de supercomutação. Note que a supercomutação é uma maneira de se evitar o aumento da taxa de ciclagem do comutador.



1



2



3

Sequência de Figuras 3.7.5.C. - Supercomutação, que é a comutação a uma taxa mais rápida que a taxa primária de comutação.

3.7.5.1. Major Frames

A *figura 3.7.5.1.* mostra um *major frame*, que é definido como um número de *minor frames* que devem aparecer antes que o dado mais lento seja amostrado uma segunda vez. Note que o *minor frame* para este comutador consiste em dezesseis palavras onde quinze são dados e uma é o sinal de sincronismo de *frame*, FS. Embutido nestes dados estão duas palavras subcomutadas. Uma é chamado de "A" e é implementada no espaço 6 do *minor frame*. A outra é

chamada de “B”, e é implementado no espaço 10. O *major frame* é definido pelo dado mais lento que é “A” já que leva oito *minor frames* para se repetir, enquanto que “B” só leva seis. Dizemos que “A” está subcomutada a uma taxa de 8:1, enquanto que B está a uma taxa de 6:1. É importante entender que cada palavra do *minor frame* será amostrada oito vezes para cada vez que “A1” é amostrado uma vez. Da mesma forma elas serão amostrado seis vezes para cada vez que “B3” é amostrado uma vez. A subcomutação implica em adicionar outro comutador em um espaço no *minor frame*. Isto significa adquirir um número maior de sensores.

Também é mostrado no canto direito inferior da figura um lembrete que a supercomutação é usada quando um sensor deve ser amostrado mais rapidamente que a taxa de *minor frame* básica. Isto é realizado alocando vários espaços àquele sensor. Por exemplo se o mesmo sensor é amostrado no terceiro, sexto, nono e décimo segundo espaços então é amostrado a quatro vezes a taxa de amostra de outros sensores nos espaços de *minor frame*. A supercomutação refere-se ao fato de que o número de sensores que podem ser amostrados é menor. É claro que o sensor supercomutado é amostrado a uma taxa maior.

Esta terminologia é confusa, já que a referência é a comutação. Subcomutação é usada em dados mais lentos e supercomutação é usada em dados mais rápidos. Subcomutação aumenta o número total de sensores que podem ser amostrados, e a supercomutação diminui o número total de sensores que podem ser amostrados.

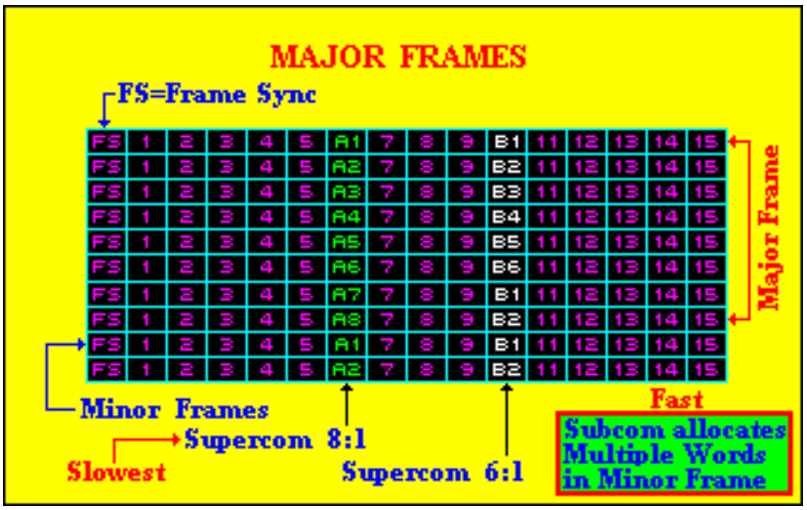


Figura 3.7.5.1. – O major frame, que é definido como o número de minor frames que devem aparecer antes que o dado mais lento seja amostrado uma segunda vez.

3.7.5.2. Padrões de sincronismo

Aqui estão alguns padrões de sincronismo para telemetria PCM recomendados pela norma IRIG 106-01. A técnica usada na seleção desses padrões foi escolher o padrão que oferecia a menor probabilidade total de falsa sincronização em toda a etapa de sincronização na estação de terra. A *tabela 3.7.5.2.A.* mostra os padrões de sincronismo recomendados para comprimentos de palavras de 17-24 bits.

FRAME SYNC PATTERNS

Length	Pattern
17	111 100 110 101 000 00
18	111 100 110 101 000 000
19	111 110 011 001 010 000 0
20	111 011 011 110 001 000 00
21	111 011 101 001 011 000 000
22	111 100 110 110 101 000 000 0
23	111 101 011 100 110 100 000 00
24	111 110 101 111 001 100 100 000

IRIG 106

Tabela 3.7.5.2.A. - Padrões de sincronismo recomendados para comprimentos de palavras de 17-24 bits.

Aqui estão alguns padrões de sincronismo recomendados pela norma IRIG 106-01 para telemetria PCM. A *tabela 3.7.5.2.B.* mostra os padrões de sincronismo recomendados para comprimentos de palavras de 25-33 bits.

FRAME SYNC PATTERNS

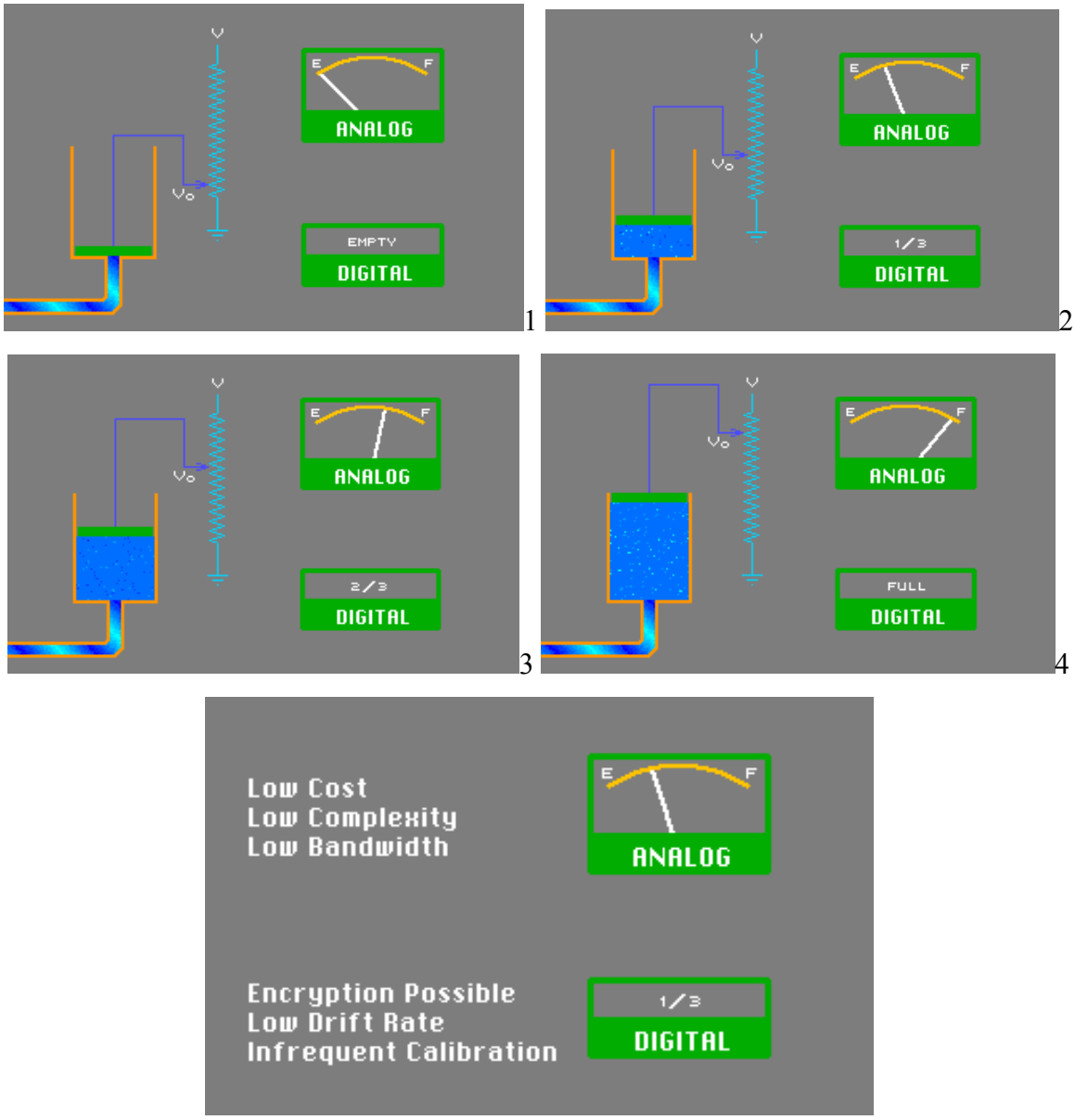
Length	Pattern
25	111 110 101 110 111 000 100 000 0
26	111 110 100 110 101 100 110 000 00
27	111 110 101 101 001 100 110 000 000
28	111 101 011 110 010 110 011 000 000 0
29	111 101 011 110 011 001 101 000 000 00
30	111 110 101 111 001 100 110 100 000 000
31	111 111 100 110 111 110 101 000 010 000 0
32	111 111 100 110 101 100 101 000 010 000 00
33	111 110 111 010 011 101 001 010 010 011 000

Tabela 3.7.5.2.B. - Padrões de sincronismo recomendados para comprimentos de palavras de 25-33 bits.

3.8. Analógico vs. digital

A *sequência de figuras 3.8.* ilustra ambas a implantação analógica e digital de um medidor de nível de combustível. A informação analógica é criada por um potenciômetro que

cria um sinal que é continuamente proporcional ao nível de combustível no tanque. O circuito digital não é mostrado, mas é basicamente uma implantação de dois bits que pode digitalizar quatro níveis de combustível. Estes níveis são vazio, um terço, dois terços e cheio. Se mais níveis forem necessários, mais bits devem ser alocados à palavra digital. Também estão mostrados algumas das vantagens de cada um destes esquemas.



Sequência de Figuras 3.8. – Implantação analógica e digital de um medidor de nível de combustível.

Uma observação geral é que a telemetria digital é mais complexa que a analógica. Um quantizador é exigido para converter qualquer medida analógica a um formato digital e um conversor digital-analógico poderia ser requerido no solo para mostrar a medida. Transmissões

digitais também geralmente requerem mais largura de banda que transmissões analógicas. Porém, a telemetria digital oferece várias vantagens que incluem baixa taxa de *drift*, exigências infreqüentes de calibração, e o mais importante, a habilidade para codificar o sinal. Adicionalmente, exigências de linearidade não são tão severas em um sistema digital porque só é preciso decidir entre "1s" e "0s", e não se está preocupado com o nível exato entre estes valores.

Em geral, as vantagens da telemetria digital, que é PCM, excedem as desvantagens e os sistemas de telemetria PCM/FM são de longe a escolha das áreas de teste desde os anos oitenta até os dias de hoje.

A *tabela 3.8.* compara algumas das características dos sistemas de telemetria analógicos e digitais. O sistema analógico tem a vantagem de ser mais simples e de consumir menos largura de banda. É geralmente baixo em custo, e de complexidade menor.

O sistema digital tem as vantagens de baixo *drift* e calibrações infreqüentes e rápidas. Também oferece a vantagem de não ter problemas com linearidade, e oferece a capacidade de encriptação de dados para proteger dados confidenciais ou sensíveis.

FEATURES

ANALOG	DIGITAL
SIMPLER	LOW DRIFT
LESS BANDWIDTH	INFREQUENT / RAPID CALIBRATION
LOWER COST	LACK OF LINEARITY CONCERNS
REDUCED COMPLEXITY	ENCRYPTION AVAILABLE

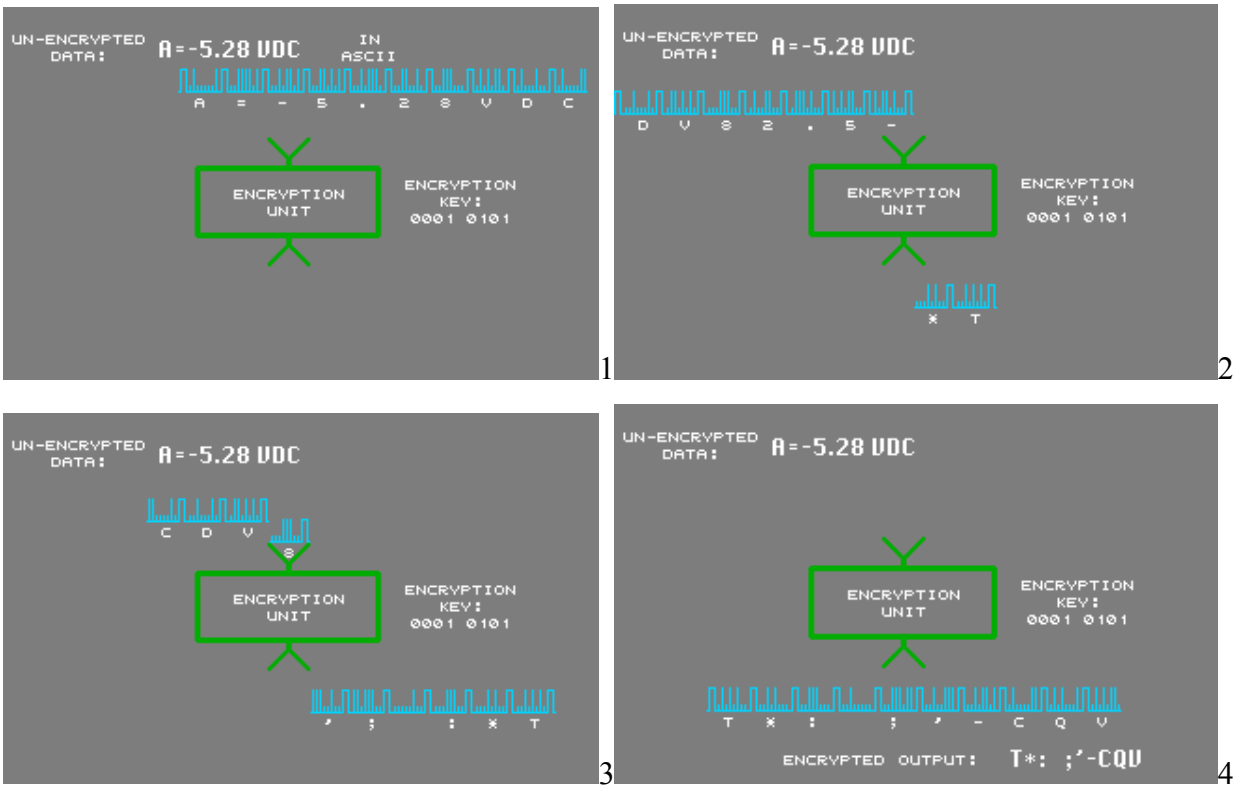
Tabela 3.8. – Comparação de algumas características dos sistemas de telemetria analógicos e digitais.

3.9. Encriptação

Um encriptador é usado com dados digitais para assegurar os dados enquanto são transmitidos. Normalmente, a antena transmissora é omnidirectional, significando que irradia essencialmente em todas as direções com igual potência de sinal. Assim qualquer um com conhecimentos de telemetria, com uma antena receptora sensível o bastante, poderia receber o sinal e poderia reconstruir os dados medidos. Alguns, ou todos estes dados poderiam ser usados para comprometer a operação do dispositivo em teste e por isso se torna desejável negar a outros

locais de recepção a habilidade para reconstruir os dados. A encriptação realiza isto fazendo os dados digitais essencialmente sem sentido para qualquer um sem a chave de decriptação.

O exemplo simples da *sequência de figuras 3.9.* ilustra o processo de encriptação para dados digitais. Para este exemplo, o caracter em ASCII "A" é representado pela palavra de 8 bits "0100 0001". Uma chave de encriptação é aplicada aos bits do caracter de entrada como uma operação complementar. Este esquema diz que cada vez que há um "1" na chave, temos que complementar o bit correspondente do caracter. Isso significa se o bit é uma "0" muda-o para "1", e se é um "1" muda-o para "0". Somente três bits são afetados por esta chave. A nova palavra codificada é agora um "T". Você pode imaginar o que um esquema assim faria à sua habilidade para ler a palavra. A mesma chave só necessita ser aplicada novamente na decriptação do caracter. Você pode mudar freqüentemente a chave para manter a segurança. Você pode aplicar o processo a números maiores de bits para aumentar o número de chaves diferentes, e conseqüentemente fazê-la mais difícil de quebrar. O número de bits na chave é relacionado diretamente ao número de tentativas que devem ser feitas para quebrar o código. Lembre que $2^8 = 256$, $2^{10} = 1024$, $2^{20} = 1048576$ etc. Outras operações como E e OU também podem ser aplicadas em vez da operação de complemento.



Sequência de Figuras 3.9. – Encriptação de dados digitais.

Encriptação e decriptação de dados são processos relativamente fáceis em sistemas digitais. Sistemas analógicos geralmente só podem ser codificados convertendo-os para digital para o processo de encriptação.

Exemplo de encriptação

A *figura 3.9.* mostra o exemplo simples de uma encriptação de um único byte de um único caracter ASCII. O caracter a ser encriptado é o "A" em ASCII. A chave a ser usada diz que o caracter deve ter o seu 1º, 3º e 5º bits, começando do LSb, complementados. O caracter produzido com estes bits complementados, é o caracter em ASCII "T". Se a mesma chave for usada no decriptador, o carcter 'A" será recuperado. É claro que esquemas muito mais eleborados são usados na prática, mas o conceito é similar. Note que poderiam haver somente 256 chaves para este exemplo de 8 bits.

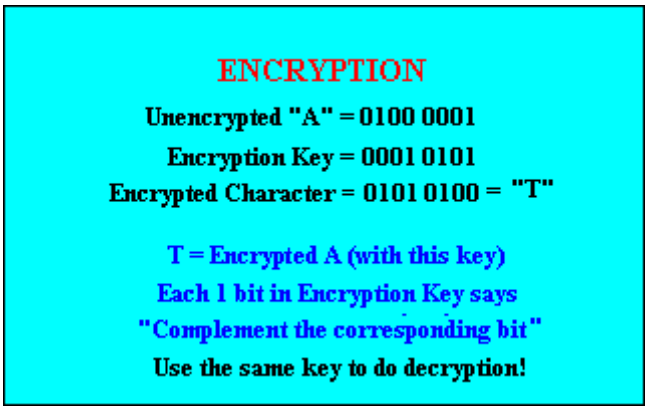


Figura 3.9. – Exemplo simples de encriptação.

3.10. Modulação da portadora trasmissora

O sinal de *stream* de dados da telemetria é aplicado ao transmissor de modo que um sinal de RF possa ser gerado através de um processo chamado de modulação da portadora transmissora. Há três métodos primários para modular a onda portadora senoidal. Modulação em amplitude (AM), modulação em frequência (FM) e modulação em fase (PM), como mostrado na *tabela 3.10.A.* O FM e o PM são os mais comuns nas aplicações de telemetria.

CARRIER MODULATION

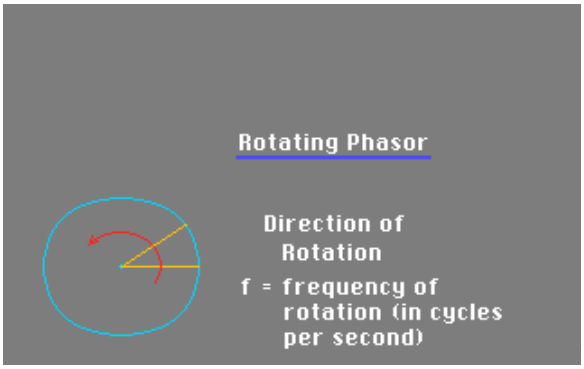
AM	AMPLITUDE MODULATION	LINEAR
FM	FREQUENCY MODULATION	NON-LINEAR
PM	PHASE MODULATION	NON-LINEAR

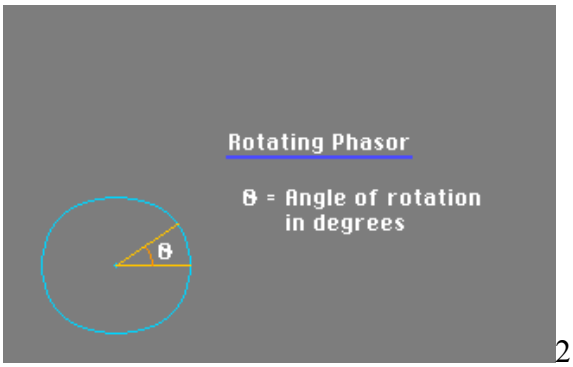
Tabela 3.10.A. – Os três métodos primários para modular uma onda portadora senoidal.

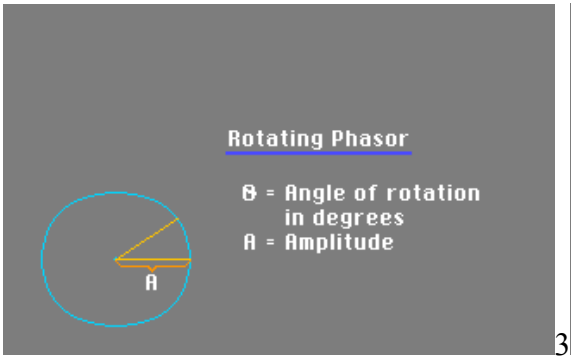
O AM é classificado como um processo linear onde as mudanças na amplitude instantânea do sinal modulador são representadas por mudanças instantâneas da amplitude da portadora RF. O FM e o PM são classificados como processos moduladores não-lineares e angulares onde as mudanças na amplitude instantânea no sinal de informação são transformadas em mudanças instantâneas na frequência ou ângulo de fase da portadora RF, respectivamente.

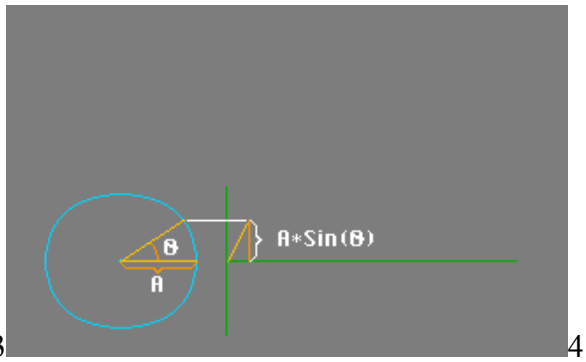
Formas de onda senoidais

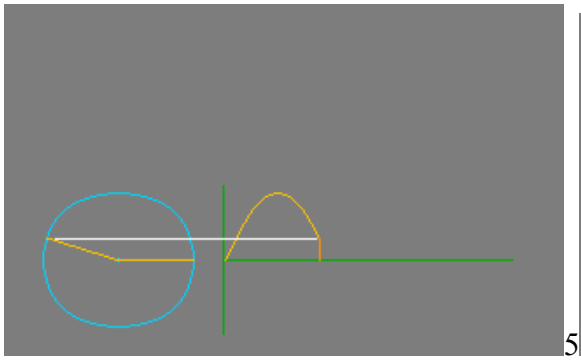
A *sequência de figuras 3.10.* ilustra a geração de uma senoide. Mostra como o movimento giratório de um raio é descrito por uma onda senoidal e cossenoidal. O movimento angular do raio é traduzido em uma senoide quando o seno do ângulo é descrito em uma escala linear e a amplitude é descrita em uma escala vertical. O mesmo movimento angular é traduzido em uma onda cossenoide quando o cosseno do ângulo é descrito em uma escala vertical. Ondas senoidais representam fenômenos naturais para efeitos rotacionais ou circulares. Elas também têm propriedades incomuns já que a derivada ou taxa de mudança de um senoide também é uma senoide, e a integral ou área abaixo de uma senoide também é uma senoide. Senoides podem ser somadas, subtraídas, multiplicadas e divididas. Elas são descritas completamente através de equações simples, como A sen ωt, onde A é amplitude máxima da senoide, ω é a velocidade angular da senoide em radianos por segundo, e t é o tempo em segundos. A análise em série de Fourier mostra que todas as formas de ondas regulares e periódicas podem ser construídas a partir de uma série de ondas seno e cosseno.

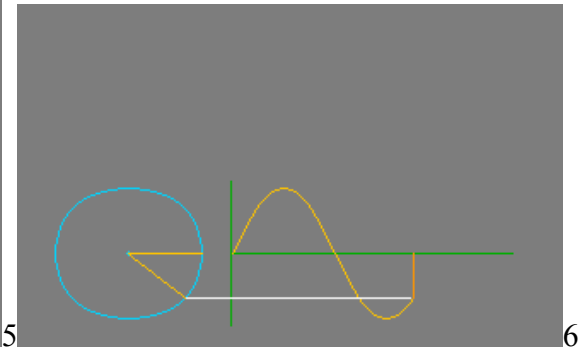

Rotating Phasor
Direction of Rotation
f = frequency of rotation (in cycles per second)
1

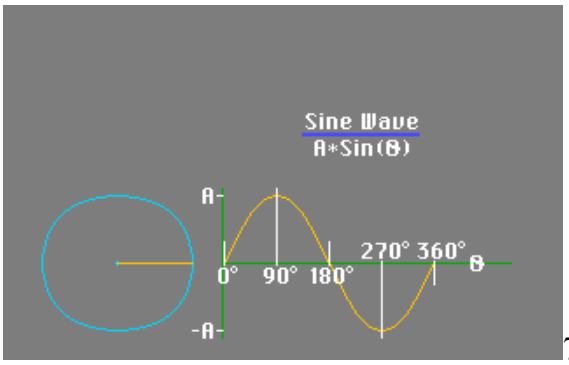

Rotating Phasor
θ = Angle of rotation in degrees
θ
2

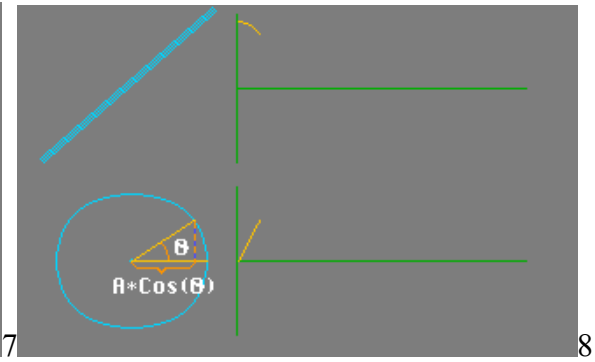

Rotating Phasor
θ = Angle of rotation in degrees
A = Amplitude
A
3

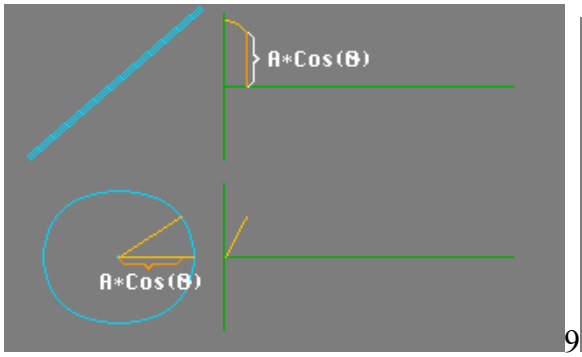

θ
A
A*Sin(θ)
4


5

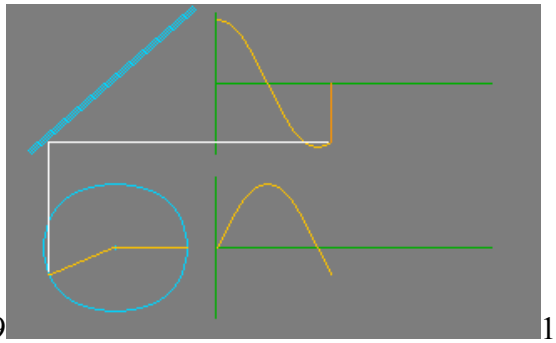

6

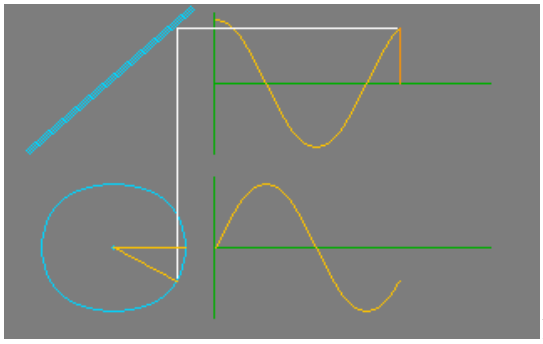

Sine Wave
A*Sin(θ)
A
-A
0°
90°
180°
270°
360°
θ
7

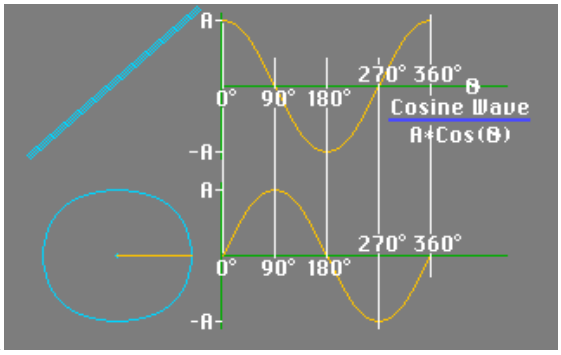

θ
A*Cos(θ)
8



9


10


11



12

Sequência de Figuras 3.10. – Geração de ondas senoidais e cossenoidais.

Alocações de frequência

O Grupo de Gerenciamento de Frequências (*Frequency Management Group*, FMG) do *Range Commanders Council* (RCC) se preocupa com as alocações de frequências e o uso efetivo dessas alocações para a telemetria nas áreas de teste nos Estados Unidos. A norma de telemetria IRIG 106-01, apresenta considerações quanto às frequências de telemetria. As alocações de frequência mostradas na *tabela 3.10.B.* são as autorizadas nos Estados Unidos pela edição de 2001 da norma IRIG 106.

FREQUENCY ALLOCATIONS

VHF

P-Band 216 - 265 MHz (Waiver)

UHF

L-Band 1435-1525 MHz
S-Band 2200-2290 MHz
S-Band 2310-2390 MHz

Narrow Band Channels = 100 KHz Increments (Waiver)
Standard Band Channels = 1 MHz Increments
Wide Band Channels = Use Integer Frequency (Waiver)
2N+2 > Bandwidth > 2N+1 (N an integer)

Tabela 3.10.B. – Alocações de frequência para telemetria autorizadas nos EUA pelo RCC.

A banda VHF ou P-Band foi deixada vaga pela comunidade de telemetria nos Estados Unidos em Janeiro de 1990, exceto para os casos em que o UHF seja inaceitável. Havia 44 canais de 500 kHz de largura de banda em uso quando esta banda estava ativa. Os usuários não devem planejar usar esta banda a não ser que possam demonstrar que a banda de UHF é inaceitável. Um documento será necessário para usar a banda de VHF para telemetria.

As bandas de UHF de 1435-1525 MHz (banda L) e 2310-2390 MHz (banda S superior) são nacionalmente alocadas nos Estados Unidos para uso da telemetria. A banda S de 2200-2300 MHz é compartilhada. A porção de 2200-2290 MHz é compratilhada entre telemetria e comunicações fixas e móveis. A faixa de 2290-2300 MHz é para comunicação e telemetria espaço-solo e solo-espaço. A faixa de 1525-1535 MHz foi alocada para o serviço de satélite móvel marítimo, com a telemetria como usuário secundário.

Transmissores

O transmissor SEMCO mostrado na *foto 3.10.A.* é um típico trasmissor de banda L e S que cobre os espectros 1435-1540 e 2200-2399 MHz. Eles são projetados para fornecer trasmissão de telemetria em ambinetes e condições operacionais favoráveis ou insalubres. Eles oferecem potências de saída de 2, 5 e 10 Watt, com uma estabilidade de frequência de +/-0,002% e com opção de seleção de frequência. Eles oferecem uma resposta em frequência de 10 Hz a 200 kHz dentro de 1 dB. O tamanho desta caixa é de 3,5x2,5x1,5 polegadas e com um volume total de 13 polegadas cúbicas.

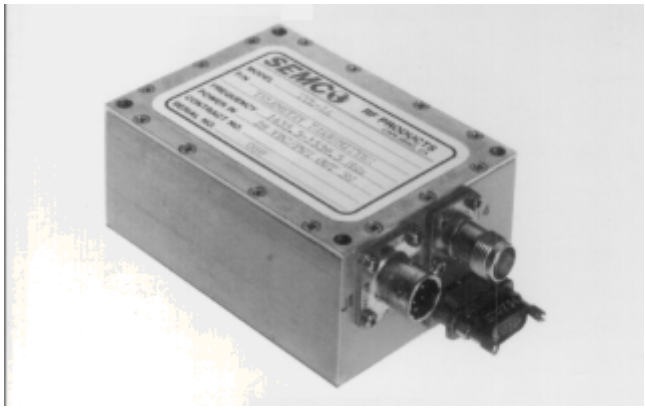


Foto 3.10.A. – Típico trasmissor de banda L e S.

A *foto 3.10.B.* mostra um trasmissor da L3 Com Telemtry West, de 40W de potência de saída RF, com frequência de operação na banda L-Band ou maior, apresentando opção de seleção de frequência em passos de ¼, ½ ou 1 MHz.

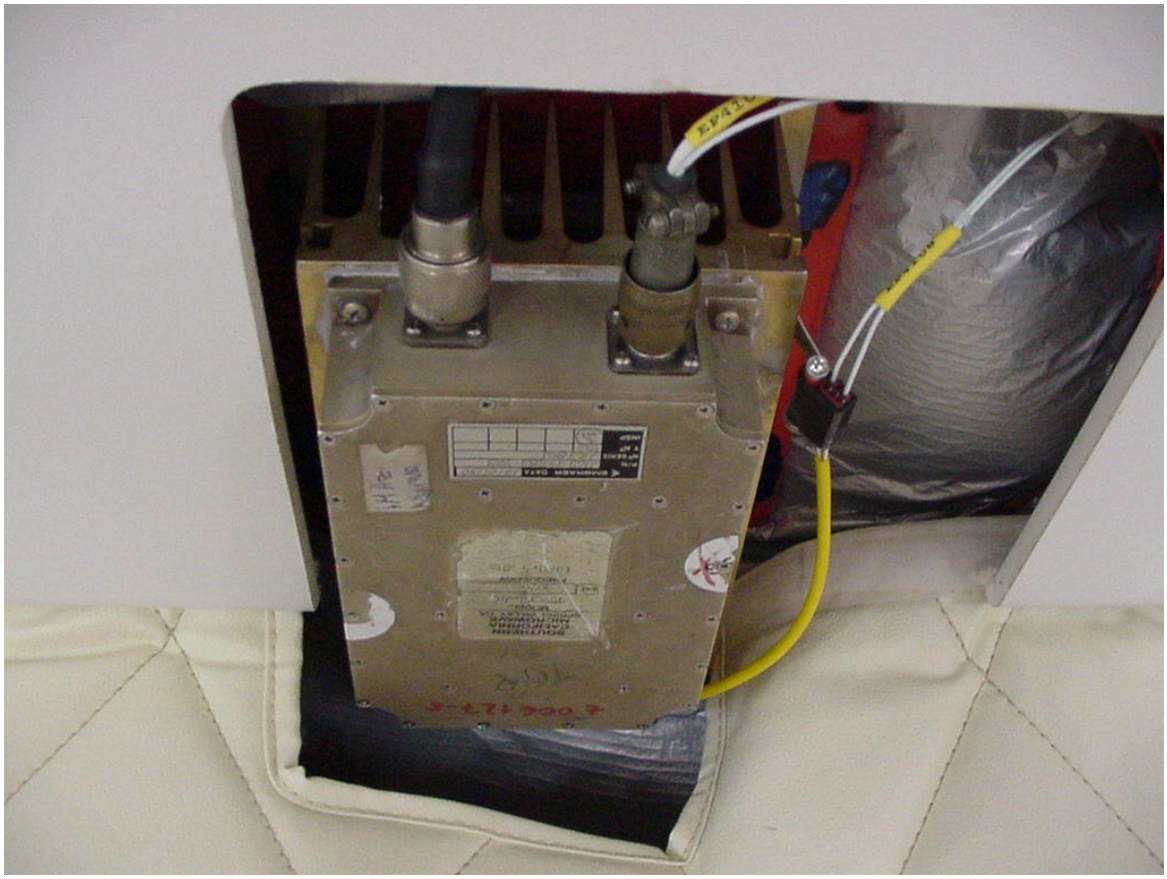
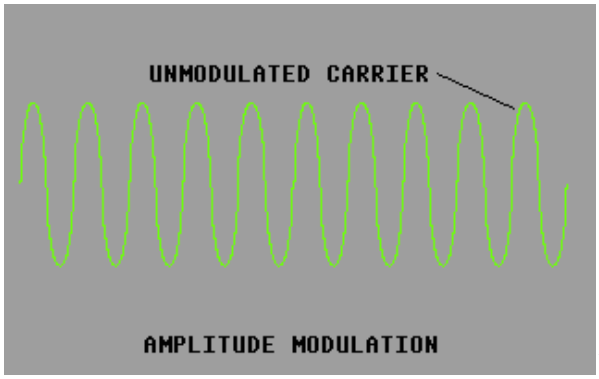


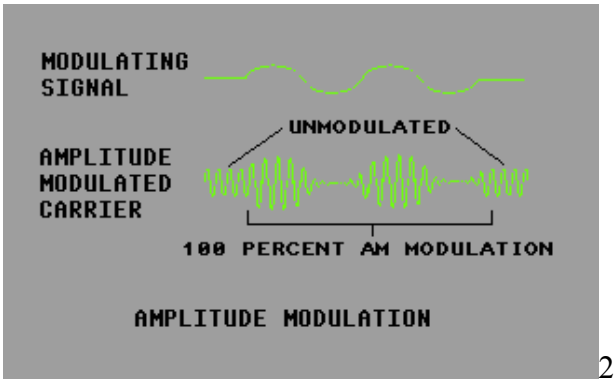
Foto 3.10.B. – Um trasmissor de telemetria da L3 Com Telemetry West.

3.10.1. Modulação em amplitude (AM)

A *sequência de figuras 3.10.1.* ilustra a modulação em amplitude. Primeiro mostra a portadora ainda não modulada. Depois mostra uma forma de onda moduladora que representa a informação ou inteligência de interesse na parte de cima da figura. A portadora é modulada em amplitude por esta inteligência para produzir a forma de onda mostrada na parte de baixo da figura. Note que a inteligência modifica a forma ou envelope da portadora de acordo com a amplitude daquele sinal. O processo real de modulação é multiplicativo já que a amplitude da portadora é multiplicada pela amplitude da inteligência. A inteligência pode ser removida depois da recepção por um detector.



1



2

Sequência de Figuras 3.10.1. – Modulação em amplitude (AM).

O AM é um termo um tanto familiar a todos. Todo mundo já operou um rádio AM que recebe voz e música na faixa de frequência de 535-1605 kHz. Com o AM, o trasmissor usa um oscilador de frequência fixa e adiciona a inteligência a este sinal modulando a amplitude da portadora. Muitos rádios AM pessoais são equipamentos analógicos no qual um sinal contínuo de inteligência é usado para modular a portadora, e a saída do receptor também é uma forma de onda contínua.

Enquanto que os sistemas de modulação AM oferecem simplicidade de projeto, eles sofrem com ruídos e interferências.

A seguir estão as formas de ondas representativas das modulações de ondas senoidais e quadradas, e o esquema representativo de um trasmissor de telemetria AM.

<u>AM – Onda senoidal</u>

Na *foto 3.10.1.A.* o traço superior é a moduladora ou sinal inteligente, que é representada por uma simples senoide neste exemplo. O modulador AM pode ser visto como um amplificador de tensão controlado. O modulador está ampliando o sinal da portadora que é um sinal de amplitude constante à mesma freqüência mostrada no traço inferior. Para melhorar a estabilidade do modulador, o ganho do amplificador é geralmente reduzido para um aumento na tensão moduladora.

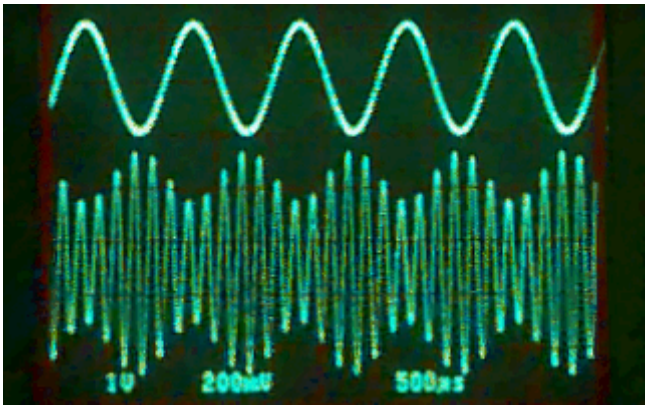


Foto 3.10.1.A. - AM – onda senoidal.

Como pode-se ver no sinal modulado em amplitude mostrado no traço mais baixo, a amplitude do sinal modulador é impressa na amplitude da portadora para produzir a forma de onda composta mostrada. A inteligência pode ser removida da portadora retificando e filtrando a portadora em um circuito demodulador no receptor.

Deve ser notado que o espectro de RF da forma de onda composta é centrado na freqüência da portadora. Também tem um componente de freqüência superior e inferior, na soma e diferença da frequência da portadora e freqüências de modulação. Estas serão linhas discretas para este exemplo, mas as freqüências das bandas laterias espalham-se por formas de onda complexas e para profundidades aumentadas de modulação.

AM – Onda quadrada

Na *foto 3.10.1.B.*, o traço superior é a moduladora ou sinal inteligente, que é respresentada por uma simples onda quadrada neste exemplo. O modulador AM está ampliando o sinal da portadora em proporção inversa à amplitude do sinal modulador. Como pode-se ver no sinal de amplitude modulada mostrada no traço inferior, a amplitude do sinal modulante é impressa na amplitude da portadora para produzir a forma de onda composta mostrada. A inteligência pode ser removida da portadora retificando e filtrando a portadora em um circuito demodulador no receptor.

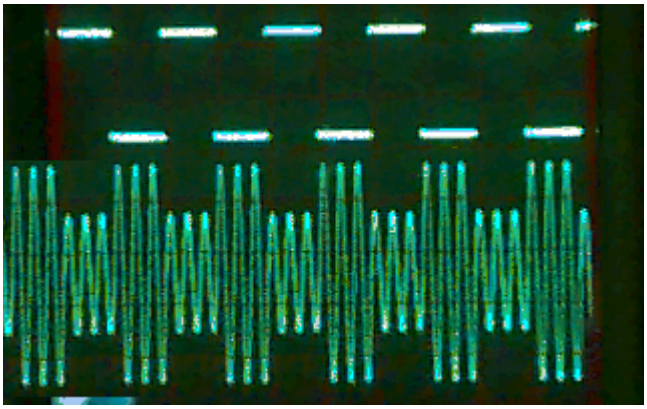


Foto 3.10.1.B. - AM – onda quadrada.

Deve ser notado que o espectro de RF da forma de onda composta é centrado à freqüência da portadora. Também tem uns componentes de freqüência superiores e inferiores, à soma e diferença da frequência da portadora e componentes de freqüência da onda quadrada. Estas são linhas discretas para este exemplo, mas as freqüências das bandas laterias espalham-se para formas de onda mais complexas e para profundidades aumentadas de modulação. Note que a freqüência da portadora ou freqüência intermediária (IF) que é de fato detectada no demodulador do receptor deve ser alta o bastante de forma que haja um número suficiente de amostras para recuperar a inteligência.

Transmissor AM/AM

O *diagrama em blocos 3.10.1.* ilustra os componentes de um módulo de telemetria embarcado. Este módulo de telemetria seria classificado como um módulo de telemetria AM/AM. O segundo AM nesta designação indica que o transmissor no veículo usa modulação em amplitude (AM). O primeiro AM nesta designação indica que as amostras de dados são representadas de tal modo que é uma amostra da amplitude da saída do sensor que é usada para indicar o valor do sensor naquele momento.

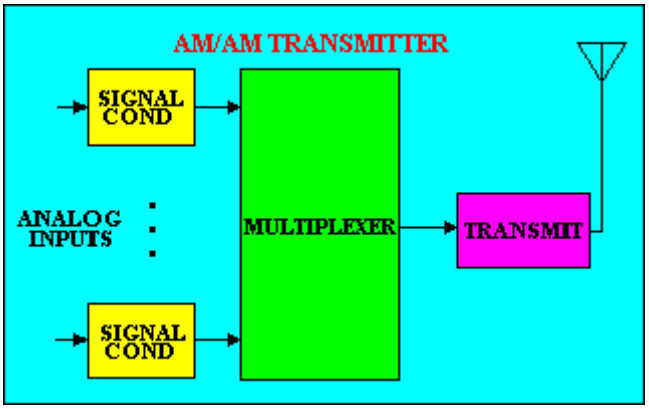
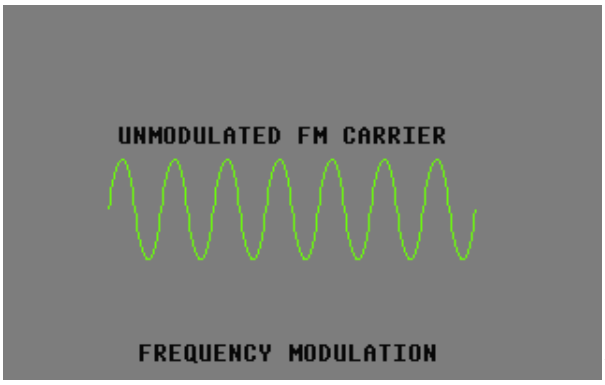


Diagrama em Blocos 3.10.1. - Componentes de um* módulo de telemetria *AM/AM.

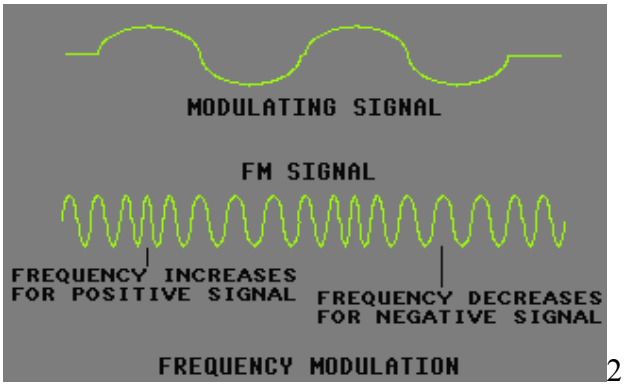
Como pode-se ver, seria exigido do módulo de telemetria do veículo amostar muitos sinais analógicos no dispositivo em teste e transmiti-los para o solo. São usados condicionadores de sinais para escalar estas saídas de sensores para níveis satisfatórios para a entrada no multiplexador. O multiplexador amostra ciclicamente estes sinais condicionados e executa uma divisão de tempo multiplexada para construir uma forma de onda composta destas amostras concatenadas. A banda base desta forma de onda é passada então ao transmissor onde é usado para modular em amplitude a portadora de RF.

3.10.2. Modulação em frequência (FM)

A *sequência de figuras 3.10.2.* ilustra a modulação em frequência. Primeiro mostra a portadora não modulada. Então mostra a forma de onda moduladora que representa a informação ou inteligência de interesse na parte de cima da figura. A portadora é modulada em freqüência por esta inteligência para produzir a forma de onda mostrada na parte inferior da figura. Note que a inteligência modifica a freqüência da portadora de acordo com a sua amplitude. O processo real de modulação é o equivalente a usar o sinal de inteligência como uma tensão que controla a freqüência de um oscilador controlado por tensão (*voltage controlled oscillator*, VCO). A inteligência pode ser removida depois na recepção por um descriminador.



1



2

Sequência de Figuras 3.10.2. – Modulação em frequência (FM).

O FM também é um termo familiar a todos. Todo mundo já operou um rádio FM para receber voz e música na faixa de frequência de 88-108 MHz. Com o FM, o transmissor emprega um oscilador controlado por tensão (VCO) que tem sua frequência de saída mudada por meio de uma tensão aplicada. O transmissor FM acrescenta inteligência ao sinal modulando a freqüência da portadora. A maioria dos rádios de FM pessoais são dispositivos analógicos nos quais uma quantidade contínua do sinal de inteligência é usada para modular a portadora, e a saída do receptor também é uma forma de onda contínua.

A seguir estão as formas de ondas representativas das modulações de ondas senoidais e quadradas, e o esquema representativo de um trasmissor de telemetria FM.

<u>FM – Onda senoidal</u>

Na *foto 3.10.2.A.* o traço superior é a moduladora ou sinal inteligente, que é representada por uma simples senoide neste exemplo. O modulador FM pode ser visto como um oscilador controlado por tensão (VCO), que às vezes é chamado de oscilador de subportadora (SCO). O VCO gera uma frequência fixa ou de referência para uma entrada zero, ou tensão de modulação. A frequência desse VCO é aumentada para sinal de entrada positivo e diminuída para sinal de entrada negativo.

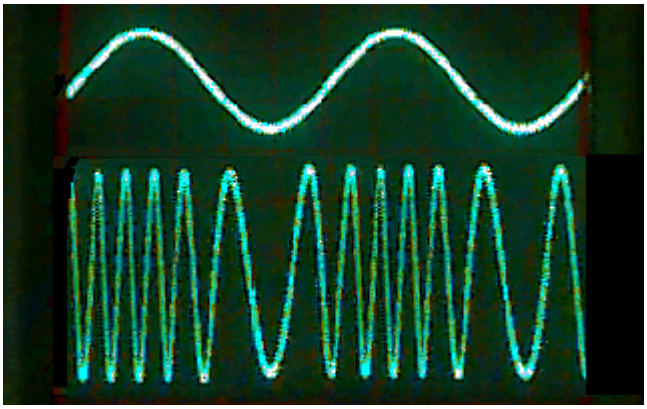


Foto 3.10.2.A. - FM – onda senoidal.

Pode-se ver sinal modulado em frequência mostrado no traço inferior, que a amplitude do sinal modulador é usada para aumentar ou diminuir a frequência do sinal de saída do VCO em proporção à amplitude do sinal de entrada. A inteligência pode ser removida da portadora aplicando um conversor freqüência-tensão na portadora no receptor. Este conversor freqüência-tensão geralmente tem a forma de um *phase locked loop* (PLL) que gera uma tensão compensada para manter o *loop* fechado.

Deve ser notado que o espectro de RF da forma de onda composta modulada em FM é centrada novamente à freqüência da portadora, mas as bandas laterias ocorrem em múltiplos integrais da freqüência moduladora em ambas as laterais da freqüência da portadora. É inerente ao FM ocupar um canal mais largo que o AM. O número de bandas laterias que ocorrem no FM dependem da divergência da frequência. A relação entre a divergência de freqüência e a freqüência moduladora é chamada de índice de modulação. A amplitude da primeira banda lateral é igual à amplitude da portadora quando o índice de modulação for aproximadamente 1,5. A amplitude da segunda banda lateral é igual à amplitude da primeira banda lateral quando o índice de modulação for aproximadamente 2,6.

<u>FM – Onda quadrada</u>

Na *foto 3.10.2.B.*, o traço superior é a moduladora ou sinal inteligente, que é respresentada por uma simples onda quadrada neste exemplo. O VCO está alterando a frequência da portadora na proporção direta à amplitude do sinal modulador. Como pode-se ver no sinal modulado em freqüência mostrado no traço inferior, a amplitude do sinal modulador é usada para mudar a freqüência da portadora para produzir a forma de onda composta mostrada. O nível de

entrada positivo pode ser pensado como um aumento na freqüência da portadora e o nível de entrada negativo diminui a freqüência da portadora.

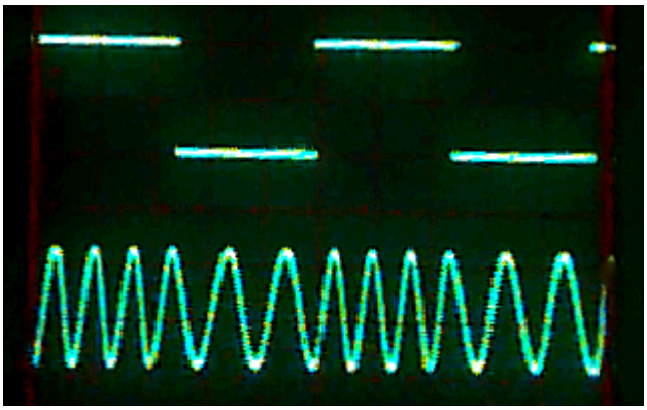


Foto 3.10.2.B. - FM – onda quadrada.

A inteligência pode ser removida da portadora aplicando um conversor freqüência-tensão na portadora no receptor. Este conversor freqüência-tensão geralmente leva a forma de um *phase locked loop* (PLL) que gera uma tensão compensada para manter o *loop* fechado.

O espectro de RF da forma de onda composta é centrado à freqüência da portadora. Dependendo do índice de modulação, a portadora pode estar presente ou não. Bandas laterais podem ocorrer em múltiplos integrais das freqüências moduladoras em ambos os lados da portadora.

Transmissor FM/FM

O *diagrama em blocos 3.10.2.* ilustra os componentes de um módulo de telemetria embarcado. Este módulo de telemetria seria classificado como um módulo de telemetria FM/FM. O segundo FM nesta designação indica que o transmissor no veículo usa modulação em frequência (FM). O primeiro FM nesta designação indica que as informações dos sensores são multiplexadas por divisão de frequência, ou misturadas, em uma única portadora complexa.

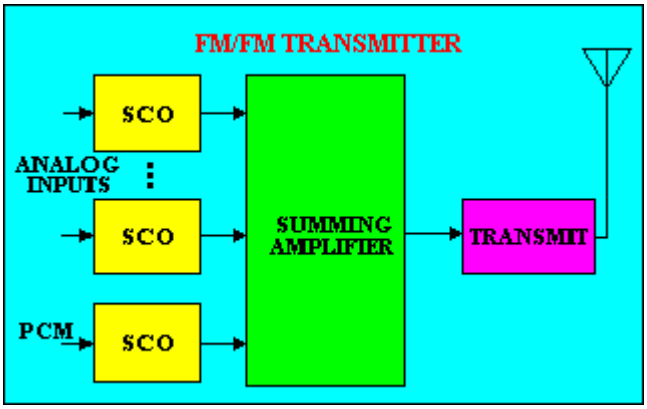


Diagrama em Blocos 3.10.2. - Componentes de um* módulo de telemetria *FM/FM.

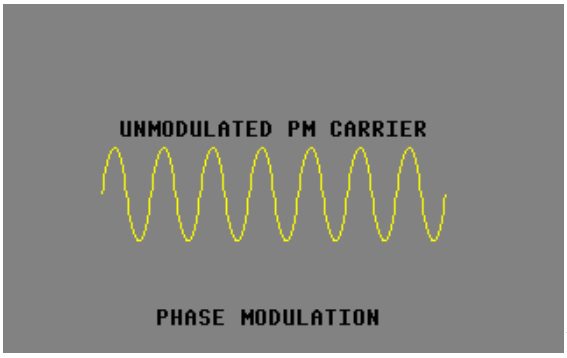
As entradas analógicas dos sensores são condicionadas e aplicadas aos osciladores de sub-portadoras (SCOs). Cada SCO tem uma diferente freqüência de centro e um máximo desvio permissível. As entradas analógicas mudam as freqüências dos respectivos SCOs em proporção à amplitude do sensor. As saídas dos SCOs são somadas e aplicadas ao transmissor de FM. A portadora de RF é então modulada em freqüência de acordo com a saída do amplificador somador.

No solo, o sinal de FM composto será recuperado, e conterá todos os sinais que estavam presentes no dispositivo em teste à saída do amplificador somador. Os sinais dos diferentes sensores podem ser recuperados então usando um filtro passa-faixa separado para cada SCO. Um PLL pode ser usado então em cada saída de SCO para recuperar a inteligência do sensor. Note que a complexidade da multiplexação por divisão de tempo e seus problemas de sincronização são evitados com este esquema.

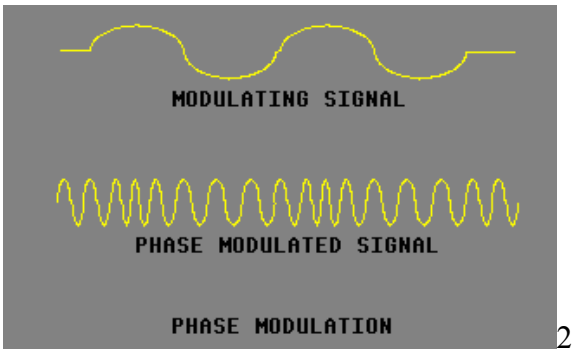
3.10.3. Modulação em fase (PM)

A modulação em fase não é familiar ao público em geral. Há três quantidades que definem uma forma de onda senoidal, que são a amplitude, freqüência e fase. O AM e FM já foram discutidos. No PM, a inteligência é acrescentada à portadora divergindo a fase da portadora com respeito a uma fase de referência (*sequência de figuras 3.10.3.*). Se tem-se uma onda de seno e avança-se a fase da onda como função do tempo de modo que parece aumentar a freqüência da forma de onda modulada. Isto faz o PM se parecer com o FM quando observar-se as forma de onda em um osciloscópio. Semelhantemente, quando continuamente atrasa-se a fase da portadora, parece que se reduziu a freqüência da portadora modulada. Por outro lado se

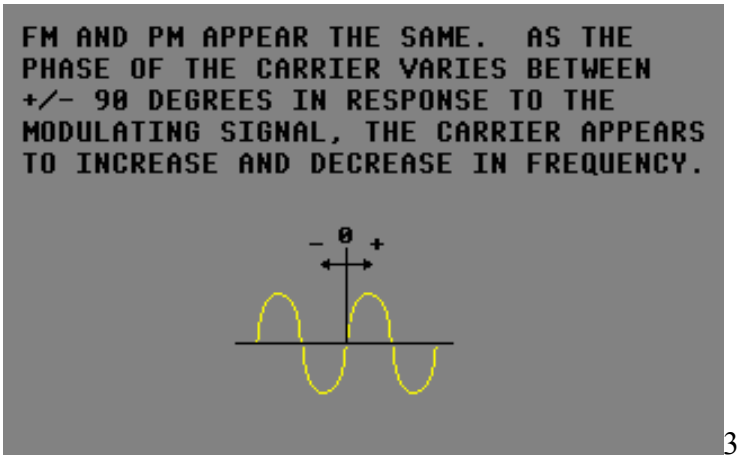
somente troca-se a fase entre +/- 90 graus pode-se ver a mudança radical na fase da portadora modulada.



1



2



3

Sequência de Figuras 3.10.3. –Modulação em fase (PM).

A seguir estão as formas de ondas representativas das modulações de ondas senoidais e quadradas, e o esquema representativo de um trasmissor de telemetria PM.

<u>PM – Onda senoidal</u>

Na *foto 3.10.3.A.* o traço superior é a moduladora ou sinal inteligente, que é representada por uma simples senoide neste exemplo. O modulador PM pode ser visto como um *voltage controlled phase shifter* (VCPS). O VCPS gera uma fase fixa ou de referência para o zero de entrada, ou tensão de modulação. A fase deste VCPS é aumentada para sinal de entrada positivo e diminuída para sinal de entrada negativo. Note que modulação em freqüência e modulação em fase não são independentes desde que não pode-se variar nenhuma freqüência sem também variar a fase. Na realidade, não é fácil de diferenciar o PM do FM somente olhando para as forma de onda, a menos que uma forma de onda digital seja aplicada.

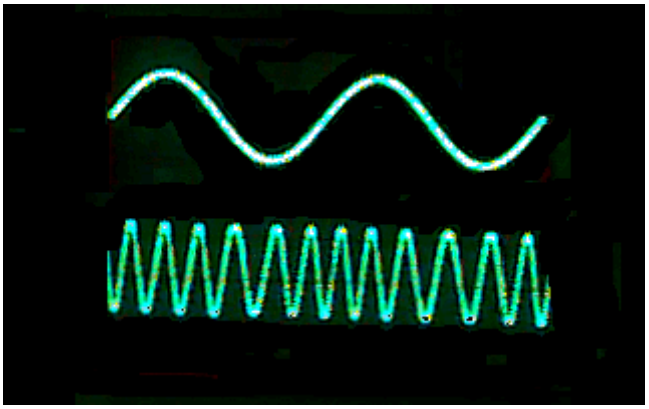


Foto 3.10.3.A. - PM – onda senoidal.

Se a fase da portadora for mudada, haverá uma mudança de freqüência instantânea associada durante o tempo em que a fase está sendo deslocada. A quantia de mudança em freqüência ou divergência depende de quão rapidamente o deslocamento de fase é realizado. Também é dependente do total de fase deslocada. Deseja-se que a quantia de deslocamento de fase seja proporcional à amplitude instantânea do sinal modulador. A taxa de mudança do deslocamento de fase é proporcional à taxa de mudança ou freqüência da forma de onda moduladora. Por conseguinte o desvio de freqüência em PM é proporcional à amplitude e à freqüência do sinal modulador.

Embora não possa ser visto isto no sinal modulado em fase no traço inferior, a amplitude do sinal modulador é usada para aumentar ou diminuir a fase da saída do VCPS em proporção à amplitude do sinal de entrada. Avançar a fase aparece como um aumento da freqüência e o retardamento da fase aparece como uma redução na freqüência. A inteligência pode ser removida da portadora medindo as mudanças na fase instantânea com respeito a um PLL estabilizado na freqüência da portadora no receptor.

Deve ser notado que o espectro de RF do PM da forma de onda composta modulada é centrada novamente à freqüência da portadora, mas as bandas laterais ocorrem em múltiplos integrais da freqüência moduladora em ambas as laterais da freqüência da portadora. É inerente ao PM ocupar um canal mais largo que o AM. O número de bandas laterais a mais que acontecem em PM dependendo do desvio, que é relacionado aos deslocamentos de fase permitidos.

<u>PM – Onda quadrada</u>

Na *foto 3.10.2.B.*, o traço superior é a moduladora ou sinal inteligente, que é respresentada por uma simples onda quadrada neste exemplo. O VCPS está deslocando a fase da portadora na proporção direta à amplitude do sinal modulador. Como pode-se ver no sinal modulado em fase mostrado no traço inferior, a amplitude do sinal modulador é usada para deslocar a freqüência da portadora para produzir a forma de onda composta mostrada. O nível de entrada positivo pode ser pensado como um aumento de 90 graus na fase da portadora e o nível de entrada negativo como uma diminuição de 90 graus na fase da portadora. Isto resulta em um deslocamento de 180 graus mostrado quando o sinal de entrada muda de positivo para negativo.

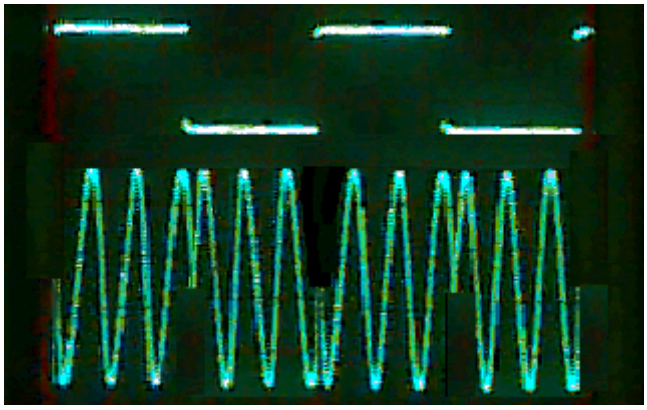


Foto 3.10.3.B. - PM – onda quadrada.

A inteligência pode ser removida da portadora comparando a fase instantânea do sinal com uma portadora estável gerada por um PLL no receptor. O tempo entre os cruzamentos pelos zero dos sinais é proporcional à inteligência. O espectro de RF da forma de onda composta é centrado à freqüência da portadora, e se assemelha a de um sistema de FM. Desvios de fase maiores equivalem a divergências de freqüência instantâneas maiores, supressão de portadora e crescimento das bandas laterias.

Transmissor PCM/PM

O *diagrama em blocos 3.10.3.* ilustra os componentes de um módulo de telemetria embarcado. Este módulo de telemetria seria classificado como um módulo de telemetria PCM/PM. O PM nesta designação indica que a portadora de transmissão será modulada em fase (PM). O PCM nesta designação indica que as informações dos sensores são multiplexadas por divisão de tempo para gerar um sinal de banda base. A portadora é então modulada em fase para produzir uma saída PCM/PM.

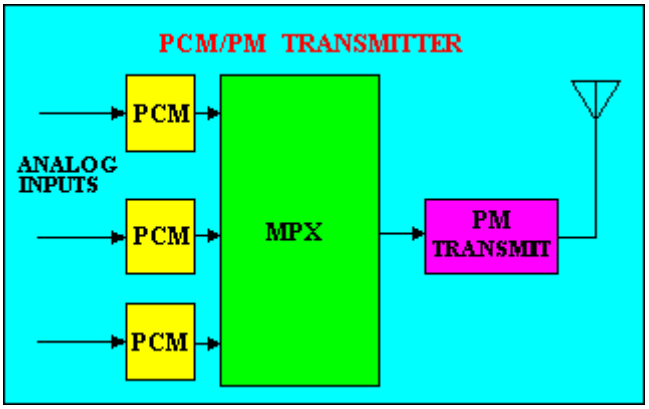


Diagrama em Blocos 3.10.3. - Componentes de um* módulo de telemetria *PCM/PM.

As entradas analógicas dos sensores são condicionadas e aplicadas aos codificadores de PCM. Cada sinal de entrada é então quantizado e um código de PCM apropriado é gerado representando a magnitude da amostra. Estas amostras codificadas individuais são multiplexadas juntas no multiplexador (MPX) para formar um sinal de banda base. Esse sinal de banda base representa as amostras concatenadas das entradas pêgas em uma ordem cíclica, junto com um certo número de bits de sincronização. O sinal de banda base é usado então para modular em fase a portadora. Note que o *stream* da banda base é somente um *stream* binário de "1s" e "0s". Conseqüentemente o transmissor PCM simplesmente é chaveado entre +/- 90 graus de fase, ou zero e 180 graus, assim que os "1s" e "0s" chegam como bits de entrada. Isto é chamado de *phase shift keying* (PSK), e será discutido depois.

No solo, o sinal PM será demodulado e a banda base recuperada. O sinal de banda base conterá todas as amostras de PCM que estavam presentes no dispositivo em teste à saída do multiplexador. Os sinais dos diferentes sensores podem ser recuperados usando um sincronizador para identificar os limites das palavras. Na verdade um sincronizador de bits é usado para gerar dados binários confiáveis e um sincronizador de palavras ou de *frames* é usado para identificar as palavras.

3.11. Antena

A *foto 3.11.A.* é de uma antena usada no míssel padrão da Marinha dos Estados Unidos. Ele é chamado de antena de banda de barriga, pois a antena real está presa em volta deste envólucro cilíndrico próximo ao meio do míssil. Essas antenas presas ao redor oferecem baixo ganho e um padrão omnidirecional. A antena real é uma chapa estampada.

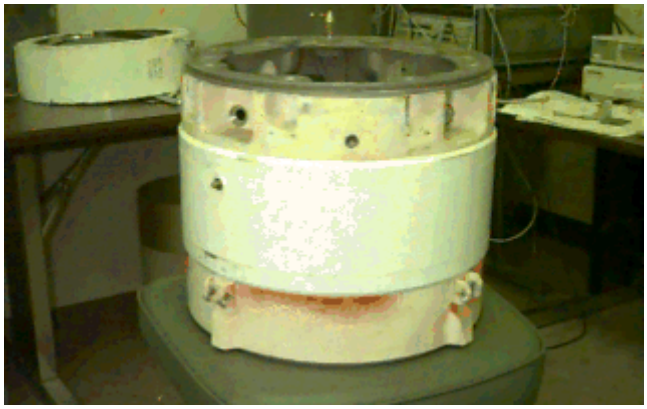


Figura 3.11.A. - Antena usada no míssel padrão da Marinha dos Estados Unidos.

A antena no veículo de teste geralmente deve ter custo baixo, peso leve, e ser robusta para sobreviver a operações em ambientes extremos, como a mostrada na *foto 3.11.B.* As freqüências de RF usadas para telemetria são geralmente suficientemente altas de forma que é necessário uma linha de visão para a propagação. A antena do veículo deve ser tal que pode enviar um sinal à estação receptora ou uma plataforma de coleta de sinais independentemente da orientação do veículo. Isto geralmente demanda uma antena omnidirectional que irradia igualmente em todas as direções e por definição tem um ganho de 0 dBi. Mais de uma antena e um divisor de potência apropriado deve ser usado em alguns veículos para assegurar a cobertura durante todas as manobras. As asas grandes de uma aeronave podem bloquear uma antena durante suas manobras. As antenas usadas normalmente estão perto de serem omnidirectionais, tendo baixo ganho na ordem de 4-5 dBi.

Foto 3.11.B. – Uma típica antena omnidirecional embarcada, apresentando um formato aerodinâmico.

As antenas são projetadas com uma característica de polarização específica. A polarização da antena determina a orientação das ondas eletromagnéticas irradiadas. Para máxima eficiência, deve ser emparelhada a polarização das antenas de transmissão e antenas de recepção. Se o dispositivo em teste tem uma antena de polarização vertical a antena de recepção também deveria ser verticalmente polarizada. Se houver uma diferença nas polarizações entre a antena de transmissão e a antena de recepção, a transferência de energia diminuirá e atingirá zero se houver uma diferença ortogonal.

Um problema surge quando o artigo em teste manobra em relação ao local de recepção. Além de sombrear a antena transmissora, esta manobra também causará uma mudança na polarização da antena transmissora relativamente à antena receptora. Um modo de diminuir este problema de descasamento de polarização é fazer a polarização da antena de recepção circular e usar um *combinador de diversidade*. Se o alimentador da antena de recepção tiver as polarizações direita e esquerda circulares, os nulos na força do sinal para o receptor podem ser minimizados.

Formato da antena

A *foto 3.11.C.* mostra o formato da antena de banda de barriga. Note a natureza de circuito impresso desta antena. Ela geralmente é construída usando técnicas de circuito impresso ou chapeamento.

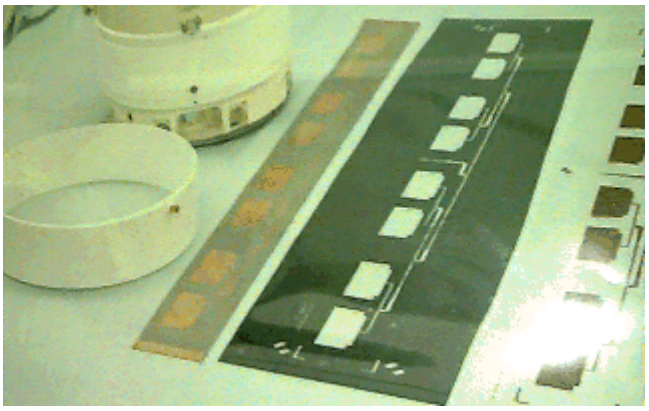


Foto 3.11.C. – Formato de uma antena de banda de barriga.

3.12. Quantização

O processo de converter um sinal ou amosta de analógico para o digital é chamado quantização. Como mencionado anteriormente, a quantização converte valores analógicos que podem cobrir uma gama contínua a uma aproximação que pode ter só um número limitado de

valores discretos. O *gráfico 3.12.A.* mostra um caso onde uma entrada analógica que tem valores de zero Volt até algum valor de fundo de escala é convertida a uma saída que só pode existir como um de oito valores discretos de zero a sete. Cada nível é chamado de nível de quantização e a distância entre dois níveis de *quantum* é chamada de intervalo de quantização. Para um quantizador baseado em potência de 2, o valor do intervalo de quantização é definido como o fundo de escala analógico dividido por 2^n, onde n é o número de bits. Para a figura, n é igual a 3 e o número de níveis de quantização é igual a 2^3 ou 8. A rampa linear de tensão se torna uma escada assim que cada nível de quantização é atingido. Note que neste caso é assumido que não haverá mudança no valor de saída até que o valor de entrada exceda o nível de quantização.

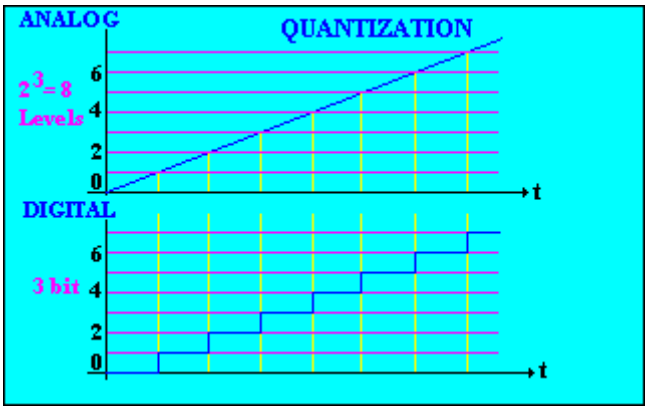


Gráfico 3.12.A. – Níveis de quantização para 3 bits.

O número de bits determina a quantia de erro gerada na quantização. A ilustração indica que a saída do quantizador ficará o mesmo para todos os valores de entrada analógicos no mesmo intervalo de quantização. Com o aumento do número de bits, os intervalos de quantização se tornam mais estreitos e uma porção menor do fundo de escala será coberta por cada um. A troca está entre o erro de quantização e o número de bits, e com isso o comprimento da palavra para cada amostra. O erro de quantização diminui como o número de bits aumentando. O valor RMS do erro de quantização ou ruído é calculado como o intervalo de quantização dividido pela raiz quadrada de 12.

Níveis de quantização

A *tabela 3.12.* mostra a relação entre o número de bits disponíveis e o número de níveis distintos que podem ser representados. Por exemplo, se 4 bits estiverem disponíveis, haverá somente 2^4 ou 16 níveis disponíveis. Se houver então 10 bits haverá 2^{10} ou 1024 níveis disponíveis. Em geral, o número de níveis é a base 2 elevada ao número de bits. É preciso 20 bits

para prover um milhão de níveis. Se houver uma tensão entre zero e um Volt e se quer registrar microVolt, então são serão necessários 20 bits.

QUANTIZATION LEVELS

(n) # BITS	(l) # LEVELS
1	2
2	4
4	16
8	256
10	1024
16	65536
32	4294967295
64	$1.844674406 \times 10^{19}$

$l = 2^n$

Tabela 3.12. - Relação entre o número de bits disponíveis e o número de níveis distintos que podem ser representados.

Somente certos valores são mostrados nessa tabela, mas qualquer número de bits poderia ser usado. O número de níveis selecionado geralmente é uma troca entre a resolução requerida e o custo de implantação. Muitos níveis também podem aumentar o ruído de quantização, pois a ambigüidade cresce ao determinar o nível exato do sinal de entrada.

Senoide quantizada

O *gráfico 3.12.B.* mostra uma senoide quantizada em oito níveis ou três bits. Note que a forma geral da senoide é preservada nos dados, mas os incrementos no tempo entre os pulos de quantização não são igualmente espaçados. A saída quantizada simplesmente muda de estado sempre que o nível de quantização para o próximo estado é excedido. Conseqüentemente os estados mudam mais rapidamente em algumas vezes do que em outros, dependendo da taxa de mudança da entrada. O circuito que lida com os valores de quantização deve ser capaz de sair com estas amostras rápido o suficiente para manter-se sincronizado com o amostrador, caso contrário algumas das amostras poderiam ser perdidas.

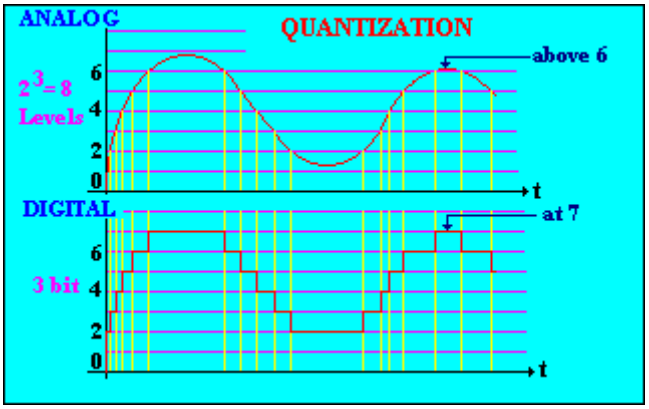


Gráfico 3.12.B. – Uma senoide quantizada em oito níveis ou três bits.

Seria razoável amostrar a entrada somente a intervalos de tempo fixos e predeterminados para evitar este tipo de condição de corrida. É claro que se for feito isso pode haver alguns fenômenos de transiente que poderão não ser vistos na saída digitalizada. Esta é das razões pelas quais os gravadores *strip charts* continuam a mostrar os dados brutos.

Conversores analógico-digitais (A/D)

A *figura 3.12.C.* mostra dois conversores analógico-digitais (A/Ds). O amarelo é um A/D de oito bits e o rosa é um A/D de dez bits. O A/D de oito bits pode prover 256 níveis de quantização, e o de dez bits pode oferecer quatro vezes mais que isso. Se a tensão máxima de entrada permitida for de 10 Volt, o A/D de oito bits iria apresentar intervalos de quantização de 39,0 miliVolt. O A/D de oito bits informaria uma tensão de entrada de 5,32 Volt como sendo 5,304 Volt. Este é o 136º intervalo de quantização. Não teria excedido 5,343 Volt, que seria o próximo intervalo.

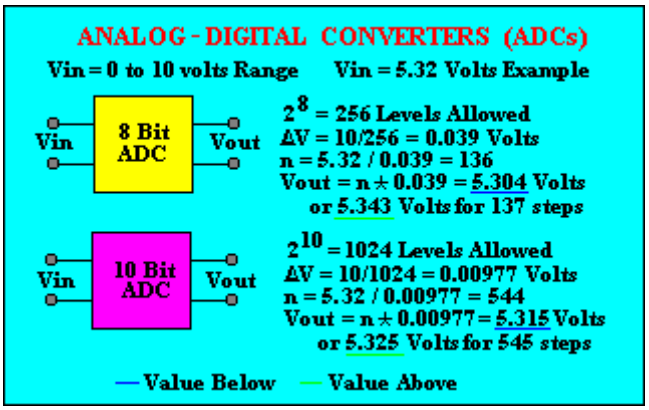


Figura 3.12.C. – Dois conversores analógico-digitais (A/Ds).

O A/D de dez bits iria criar intervalos de quantização de 9,77 miliVolt. Ele iria informar os mesmos 5,32 Volt de entrada como sendo 5,315 Volt, o que seria o 544º intervalo de quantização. Ele não teria excedido 5,325 Volt que é o próximo intervalo. Note que para certos valores de entrada o erro poderia ser menor no A/D de oito bits do que no de dez bits. A granularidade e a precisão média, entretanto, será melhor no A/D de dez bits devido aos intervalos de quantização menores.

3.13. Codificação binária

3.13.1. Binário Direto

A saída do quantizador é uma série de "1s" e "0s" que formam um código binário. Vários códigos são usados. O ilustrado na *figura 3.13.1.* é chamado de binário direto. As posições dos bits são definidas como sendo o MSb na esquerda e o LSb à direita. O peso do bit em cada posição é 2^n, onde n é posição do bit, e vai de de zero à posição do MSb. Com o código binário direto, o peso dos bits para todas as posições que têm um "1" é somado para dar o valor da palavra codificada. O binário direto é unipolar.

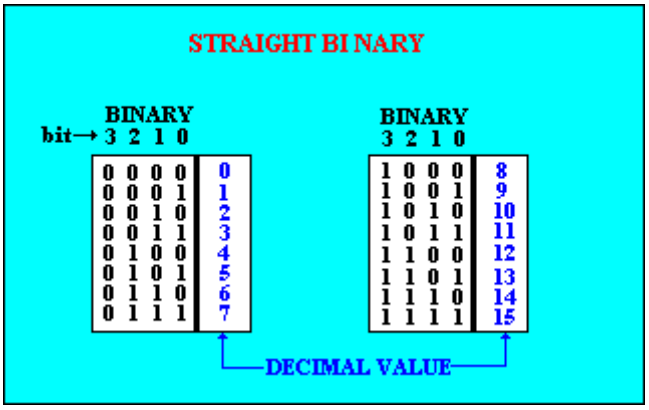


Figura 3.13.1. – Código binário direto.

O *offset binary* é um código bipolar onde valor positivo e negativo pode ser representado. Com o *offset binary* o MSb é usado para representar o sinal do valor. Dois valores podem representar zero analógico, cada um a meio intervalo de quantização do verdadeiro zero analógico.

Dois outros códigos que se emprestam a operações digitais de computador são os códigos binários complemento de 1 e 2. Ambos são códigos bipolares.

Outro código que oferece uma característica única é o código *Gray*. Além de ser bipolar o código *Gray* é construído de forma que enquanto o código progride de um nível para outro, somente um bit muda.

3.13.2. Offset Binary

O *offset binary* também é chamado de binário de magnitude assinalada. Ele aloca o MSb como bit sinal. Se o primeiro bit for um "0", geralmente indica um número positivo, e se for um "1", geralmente indica um número negativo. Como pode-se ver na *tabela 3.13.2.* só há metade dos valores disponíveis. Dos 16 valores disponíveis para um número binário de 4 bits, há oito positivos e oito negativos. Note que há na verdade um a menos que 16, já que há um zero positivo e um zero negativo. O zero negativo normalmente não é usado assim a faixa total de números neste formato para quatro bits é de -7 a +7, que são só 15 números, contando o zero. Se o valor 1000 é gerado, só é necessário complementar o bit sinal para adquirir o zero positivo. O *offset binary* é útil para valores digitais que podem ocorrer em ambos os sinais e estão centrados aproximadamente em torno do zero.

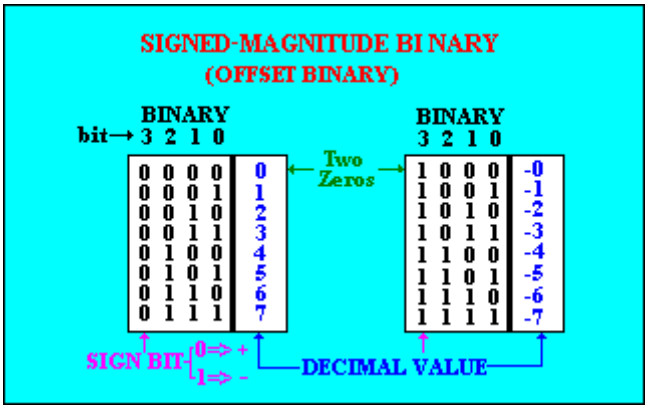


Tabela 3.13.2. – Código offset binary.

3.13.3. Binário complemento de 1

O binário complemento de 1 é outro método para tratar números binários negativos. Para esta técnica, a representação negativa é simplesmente o bit pelo bit complemento do número positivo. Conseqüentemente um -3 é o +3 que é 0011 em um código de quatro bits (veja *tabela 3.13.3.*), com cada bit complementado. Quer dizer, é 1100, que parece o binário 12. Novamente o MSb serve como uma pista que este é um número negativo. Armazenando números negativos na

forma de complemento de 1 também é muito útil nas operações aritméticas, como será mostrado na forma complemento de 2.

ONE's COMPLEMENT BINARY

Negative Bit = Complement of Positive Bit

bit→ BINARY 3 2 1 0		BINARY 3 2 1 0	
0 0 0 0	0	1 1 1 1	-0
0 0 0 1	1	1 1 1 0	-1
0 0 1 0	2	1 1 0 1	-2
0 0 1 1	3	1 1 0 0	-3
0 1 0 0	4	1 0 1 1	-4
0 1 0 1	5	1 0 1 0	-5
0 1 1 0	6	1 0 0 1	-6
0 1 1 1	7	1 0 0 0	-7

DECIMAL VALUE

Tabela 3.13.3. – Binário complemento de 1.

3.13.4. Binário complemento de 2

O binário complemento de 2 é um método melhorado para tratar números binários negativos. A essência da forma complemento de 2 é simplesmente somar 1 ao valor do complemento de 1. Recorde que 0011 é o valor binário para um +3. O valor do complemento de 1 complementa cada bit para produzir 1100. Se acrescenta-se 1 a este resultado têm-se o valor 1101 em complemento de 2, que representa -3 (veja *tabela 3.13.4.*). Se soma-se -3 a +5 que tem-se +2. Isso é +5 = 0101 e -3 = 1101. Somando estes como representações de quatro bits têm-se 0101 + 1101 = 0010 = +2, a resposta correta. O valor de usar a forma do complemento de 2 é que os valores negativos podem ser somados diretamente.

TWO's COMPLEMENT BINARY

Negative Bit = Complement of Positive Bit

Add One to Result (Excluding Sign Bit)

bit→ BINARY 3 2 1 0			BINARY 3 2 1 0	
0 0 0 0	0	3= 0011	1 0 0 0	-0
0 0 0 1	1	-2= 1110	1 1 1 1	-1
0 0 1 0	2	1= 0001	1 1 1 0	-2
0 0 1 1	3		1 1 0 1	-3
0 1 0 0	4	3= 0011	1 1 0 0	-4
0 1 0 1	5	-5= 1011	1 0 1 1	-5
0 1 1 0	6	-2= 1110	1 0 1 0	-6
0 1 1 1	7		1 0 0 1	-7

DECIMAL VALUE

SUBTRACTION IS EQUAL TO BINARY ADDITION

Tabela 3.13.4. – Binário complemento de 2.

Isto é explicado melhor considerando o hodômetro em seu carro. Se você tiver um hodômetro decimal de três dígitos, a base de número é dez e o dígito de máximo é nove. Se

estivesse mostrando 654 kilômetros, você poderia subtrair 076 kilômetros para adquirir um valor novo de 578 kilômetros que poderiam ser alcançadas virando o hodômetro para trás 76 voltas. Também poderia-se leva-lo adiante 076 voltas, para adquirir o máximo de 923. Se virasse o hodômetro adiante 923 dígitos adquiriria-se 654+ 923 = 577, para os três dígitos que também carregaram um "1" na quarta posição. Está faltando 1 na resposta porque passou-se pelo zero. Em vez de corrigir a resposta somando 1, somamos 1 ao número complementado.

Para o exemplo do hodômetro, armazenamos 923 + 1 = 924 para o valor negativo de 076. Desse modo podemos somar os 924 a um número e executar o equivalente de subtrair 076! Para nosso exemplo 654 + (-076) = 654 + 924 = 578. Pode-se pensar no 1 colocado na quarta posição de dígito como o 1 que somou-se para compensar a passagem pelo zero. Ou pode-se dizer que desde que o dígito maior é um menos que a base do número, um 1 deve ser somado para responder por esta diferença. Afinal de contas, 9 - 1 = 8, mas 9 + 8 = 7, e leva um 1 na próximo posição de dígito que lhe lembra somar o 1 para adquirir a resposta correta de 8. Assim simplesmente armazenamos o +9 para representar -1, que já tem o 1 somado. Isto funciona porque acrescentando 1000 voltas adiante aos três dígitos do hodômetro não muda seu valor. Os 1000 somados são equivalentes a 999 + 1! Contamos pelo 999º movimento adiante de qualquer número avançando os dígitos individuais, mas ainda temos que somar o 1 para adquirir o avanço completo de 1000 e a resposta certa.

3.13.5. Código Gray

O código *Gray* também é chamado de código reflexivo, já que é idêntico em ambos os lados do ponto central entre valores com exceção de uma única diferença de bit. Ele foi especialmente desenvolvido de forma que não mais que a um bit mude entre quaisquer dois valores adjacentes (veja *tabela 3.13.5.)*. No *straight binary*, digamos de quatro bits, quando vamos de 1111 = 15 a 0000 = 0, todos os quatro bits mudam simultâneamente. É extensivamente usado em *encoders* ópticos que medem os ângulos de montagens de antenas. Se o vento estiver empurrando a antena um pouco, não gostaria-se que as leituras dos ângulos mudassem radicalmente com o movimento suave da antena. Com código *Gray*, haveria provavelmente uma única variação de bit e teria-se o efeito mínimo na leitura de ângulo. Com o *straight binary*, qualquer bit poderia estar mudando e o valor poderia ser mínimo ou significante dependendo de quais bits teriam mudado. É bem simples construir um conversor que pode mudar os valores de código *Gray* para valores binários.

GRAY CODE

ONLY ONE BIT CHANGE ALLOWED BETWEEN # s

BINARY bit→ 3 2 1 0		BINARY 3 2 1 0	
0 0 0 0	0	1 1 0 0	8
0 0 0 1	1	1 1 0 1	9
0 0 1 1	2	1 1 1 1	10
0 0 1 0	3	1 1 1 0	11
0 1 1 0	4	1 0 1 0	12
0 1 1 1	5	1 0 1 1	13
0 1 0 1	6	1 0 0 1	14
0 1 0 0	7	1 0 0 0	15

DECIMAL POSITION

Tabela 3.13.5. – Código Gray.

3.13.6. Outros códigos binários

Existem muitos outros códigos binários em uso na telemetria e sistemas de processamento de dados. A *tabela 3.13.6.* descreve dois códigos binários adicionais que são muito populares. O código binário decimal (*binary coded decimal*, BCD) é uma tentativa para simplesmente codificar os nove dígitos decimais. Três bits podem codificar só oito coisas diferentes, assim precisa-se de quatro bits para codificar os dez dígitos decimais, de zero a nove. Isso significa que se há dezesseis códigos sem igual, há seis que não são usados. Os valores binários de 0 a 9 representam os dígitos de interesse. Simplesmente não são usados os valores binários para 10-15 e assim eles são marcados com um traço de não importa (*don't care*). É possível fazer matemática diretamente com os valores binários destes números em BCD, mas em geral eles são convertidos de um lado para outro em complemento binário de 2 para operações matemáticas. Eles são extensivamente usados nos sistemas de temporização IRIG e outros lugares onde um humano pode querer interpretar o significado.

OTHER BINARY CODES

BINARY bit→ 3 2 1 0	BCD	HEX	BINARY 3 2 1 0	BCD	HEX
0 0 0 0	0	0	1 0 0 0	8	8
0 0 0 1	1	1	1 0 0 1	9	9
0 0 1 0	2	2	1 0 1 0	–	A
0 0 1 1	3	3	1 0 1 1	–	B
0 1 0 0	4	4	1 1 0 0	–	C
0 1 0 1	5	5	1 1 0 1	–	D
0 1 1 0	6	6	1 1 1 0	–	E
0 1 1 1	7	7	1 1 1 1	–	F

– Not Allowed / Don't Care

Tabela 3.13.6. – Dois códigos binários adicionais: o binary coded decimal (BCD) e o hexadecimal.

Também é mostrado o hexadecimal, que é um sistema númerico de base 16. Já que temos somente os dígitos de 0 a 9 no nosso sistema númerico, designamos as letras de A a F para cobrir os valores de 10 a 15. Ele se mostou uma forma muito conveniente de olhar os valores decimais. Um número binário é somente uma sequência de "1s" e "0s" e é difícil para o ser humano identificar diferenças de um único bit em dois números. O hexadecimal permite olhar para quatro bits de uma vez e fazer a detecção e descrição de diferenças de um único bit muito mais fáceis.

3.13.7. Conversão de códigos

É freqüentemente necessário converter códigos de uma forma para outra. Exemplos são binários para BCD, binário para *Gray*, decimal para binário, etc. A abordagem básica é desenhar uma tabela da verdade que representa o processo a ser implementado. As entradas são aplicadas à tabela da verdade que considera todas as combinações das variáveis de entrada. As saídas são então mapeadas na tabela da verdade, e a lógica resultante é implantada através de técnicas de minimização. Na *figura 3.13.7.A.* é mostrado um circuito de lógica simples para converter um conjunto de entradas decimais em uma saída em código binário decimal (BCD).

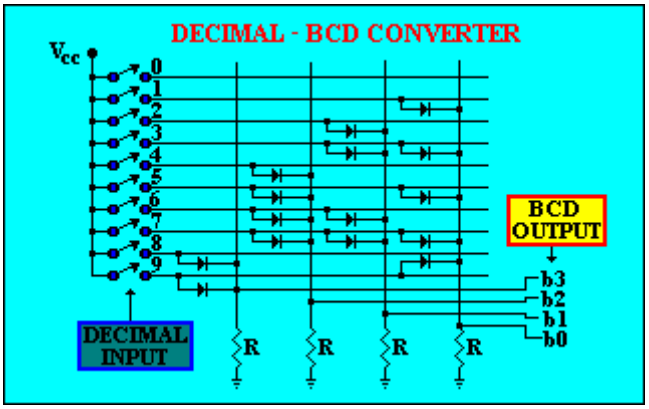


Figura 3.13.7.A. – Circuito lógico simples para converter a entrada em decimal para saída em BCD.

<u>Binário – código Gray</u>

Esta é a tabela da verdade (*3.13.7.B.*) que mostra as entradas binárias na esquerda e as saídas em código *Gray* à direita. Os números nos topos das colunas indicam a posição do bit, com 0 sendo o LSb. O código *Gray* é especialmente importante para coisas como *encoders* ópticos de ângulo, onde não se pode tolerar que a incerteza de um único bit se traduza em um erro grande. Em *straight binary*, considera-se a incerteza se o MSb mudar de zero a um. O valor muda pela adição de oito ou não. Com o código *Gray*, porém, a mesma incerteza resulta no

deslocamento de uma linha que é o equivalente à adição de um ao valor atual. Não pode-se tolerar uma mudança grande no valor para simplesmente uma pequena mudança em ângulo.

BINARY - GRAY CONVERSION

BINARY 3 2 1 0	GRAY 3 2 1 0	BINARY 3 2 1 0	GRAY 3 2 1 0 ←bit
0 0 0 0	0 0 0 0	1 0 0 0	1 1 0 0
0 0 0 1	0 0 0 1	1 0 0 1	1 1 0 1
0 0 1 0	0 0 1 1	1 0 1 0	1 1 1 1
0 0 1 1	0 0 1 0	1 0 1 1	1 1 1 0
0 1 0 0	0 1 1 0	1 1 0 0	1 0 1 0
0 1 0 1	0 1 1 1	1 1 0 1	1 0 1 1
0 1 1 0	0 1 0 1	1 1 1 0	1 0 0 1
0 1 1 1	0 1 0 0	1 1 1 1	1 0 0 0

Tabela 3.13.B. – Entradas binárias à esquerda e saída em código Gray à direita.

Também, se o *encoder* óptico era *straight binary*, considere a transição que acontece entre 1111 e 0000. Este deslocamento angular pequeno resultou na mudança de todos os bits. Esta mesma transição, e todas as transições adjacentes na realidade, para o código *Gray* muda de 1000 a 0000, e só houve a mudança de 1 bit. Essa é a beleza do código *Gray*, só muda um bit entre valores adjacentes. Também é chamado às vezes de código reflexivo, por causa da simetria do código.

3.14. Representação dos bits

Uma vez que o código binário foi determinado a escolha final a ser feita é como os bits serão representados. A representação mais comum para os bits de uma palavra de medida é o *Non-Return-to-Zero* (NRZ) (*figura 3.14.A.*). Com esta representação um "1" lógico é representado por um sinal a um nível durante a duração do bit e um "0" lógico é representado por um sinal ao nível oposto para todo o tempo do bit. Uma representação alternativa é chamada *bi-phase*, ou fase dividida. Com a representação *bi-phase* um "1" lógico é representado por uma transição de um nível para o nível oposto que seria o zero. Um "0" é representado por uma transição de um nível de "0" para um nível de "1". As transições acontecem ao meio do *clock.*

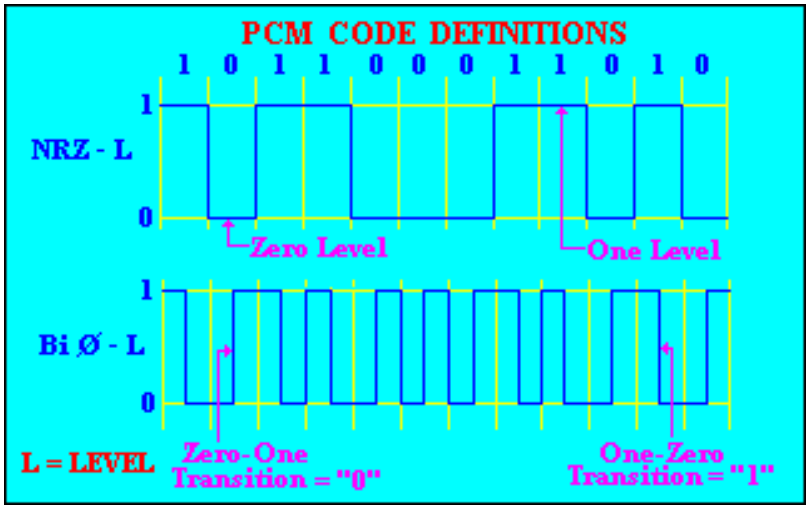


Figura 3.14.A. – Representações de bits mais comuns.

A representação *bi-phase* exige cerca de o dobro da largura de banda do NRZ, mas oferece certas vantagens para gravar os dados em fitas magnéticas. Este assunto será abordado depois.

<u>Geração de código Bi-Phase a partir de formas de onda NRZ</u>

A *figura 3.14.B.* ilustra um método de gerar formas de onda *Bi-Phase* a partir de formas de onda NRZ. Mostrado na parte superior está uma forma de onda NRZ-L. O *clock* é mostrado logo abaixo. Se a porta OU não-exclusiva mostrada é usada, a forma de onda *Bi-Phase-L* pode ser gerada. A porta OU não-exclusiva é somente uma porta OU exclusiva com um inversor na saída. A saída é então verdade se as duas entradas forem do mesmo estado, verdadeiro ou falso, e zero caso contrário. Usando o NRZ-L como uma entrada, e o *clock* como a outra entrada, produz-se o *Bi-Phase-L* como saída. Isto também funciona para os PCM implantados como *Mark* e *Space*. Note que se o *clock* fosse invertido, então a porta OU exclusiva normal, sem o inversor, poderia ser usada.

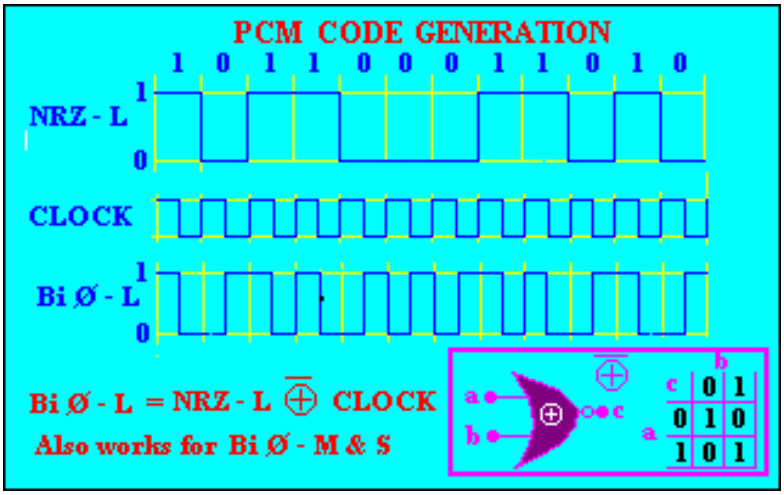


Figura 3.14.B. – Método para gerar Bi-Phase a partir do NRZ.

3.14.1. Definições do NRZ-Mark & BI-Phase Mark

A *figura 3.14.1.* ilustra os códigos PCM NRZ-M e Bi-Phase-M. O código NRZ-M muda de estado toda vez que encontra no *stream* PCM um marco, que é um "1" binário. Quando lê-se um *stream* de dados PCM em NRZ-M, toda a ocorrência de transição indica que o dado naquele intervalo de bit era um "1".

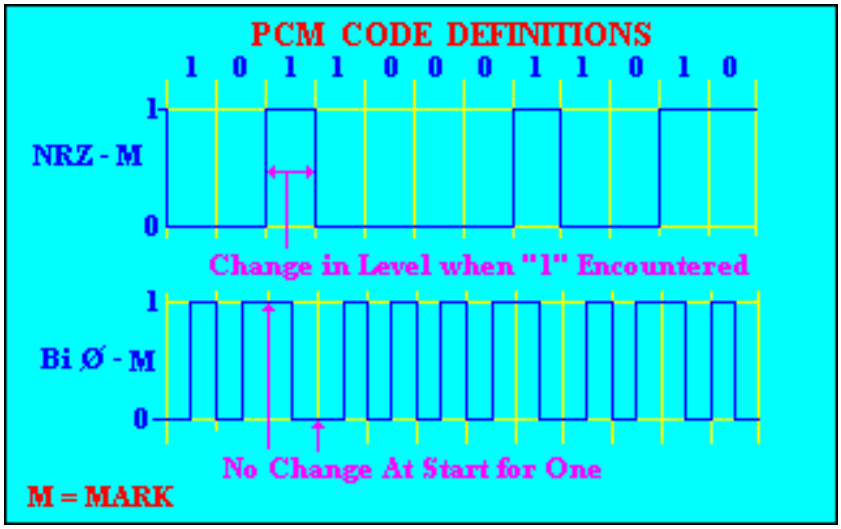


Figura 3.14.1. – Códigos PCM NRZ-M e Bi-Phase-M.

O código *Bi-Phase-M* pode ser derivado dos dados em NRZ-M. Ele muda de estado a cada meio ciclo para garantir que não haverá grandes componentes CC no dado. Ele mantém seu estado, entretanto, no começo do ciclo se um marco ("1") é encontrado, mas sempre muda de estado na metade do ciclo.

A porta OU exclusiva fornece uma maneira conveniente de gerar o *Bi-Phase* a partir do NRZ-M e o *clock* binário.

3.14.2. Definições do NRZ-Space & BI-Phase Space

A *figura 3.14.2.* ilustra os códigos PCM NRZ-S e *Bi-Phase-S*. O código NRZ-S muda de estado toda vez que encontra no *stream* PCM um espaço, que é um "0" binário. Quando lê-se um *stream* de dados PCM em NRZ-S, toda a ocorrência de transição indica que o dado naquele intervalo de bit era um "0".

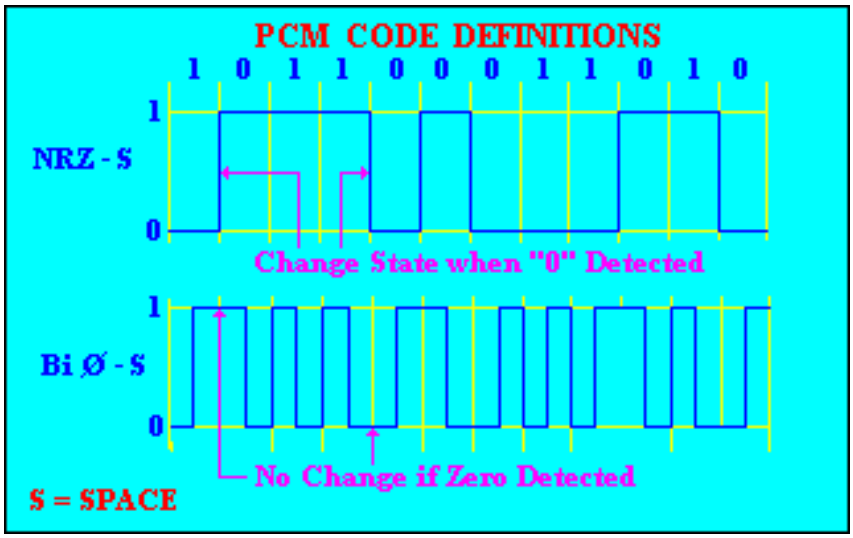


Figura 3.14.2. - Códigos PCM NRZ-S e Bi-Phase-S.

O código *Bi-Phase-S* pode ser derivado dos dados em NRZ-S. Ele muda de estado a cada meio ciclo para garantir que não haverá grandes componentes CC no dado. Ele mantém seu estado, entretanto, no começo do ciclo se um espaço ("0") é encontrado, mas sempre muda de estado na metade do ciclo.

A porta OU exclusiva fornece uma maneira conveniente de gerar o *Bi-Phase* a partir do NRZ-M e o *clock* binário.

3.14.3. NRZ-L randomizado

Em *streams* PCM muito grandes, é muito comum haver grande quantidade de dados de barramentos e parâmetros analógicos, ambos apresentando baixa variação. Esta característica causa em *streams* codificados em NRZ-L longas seqüências de "0s" e "1s", criando níveis DC

que alteram a largura de banda do sinal transmitido, além de dificultar a tarefa do PLL no *bit sync* do receptor, já que este precisa de numerosas variações no sinal para reconstruir o clock.

Uma solução a este problema é randomizar o sinal NRZ-L, de forma a estatisticamente diminuir a probabilidade de ocorrência de longas seqüências sem variação de estado dos bits.

O sinal NRZ-L randomizado é chamado de RNRZ-L, onde o "L" é comumente trocado pelo número de bits do *shift register* utilizado na randomização, como explicado a seguir.

Randomizador

O randomizador é implementado com uma rede de *shift registers* e portas XOU. O *stream* de bits RNRZ é gerado adicionando (XOU) os dados da saída da porta XOU da soma dos dois últimos bits do *shift register* ao NRZ-L de entrada. A saída RNRZ-L também é a entrada do *shift register* (veja o *diagrama em blocos 3.14.3.A.*).

As propriedades de um stream de bits RNRZ são similares às propriedades de uma seqüência pseudo-randômica. Um codificador RNRZ-L de 15 estágios (neste a saída é conhecida como RNRZ-15) irá gerar uma seqüência pseudo-randômica de comprimento máximo de 2^{15}-1 (32767) bits se os dados de entrada consistirem somente de "0" e existir pelo menos um "1" no *shift register*. Uma seqüência pseudo-randômica também é gerada se os dados de entrada consistem somente de "1" e o *shift register* contém pelo menos um "0". No entanto, se o *shift register* contém só "0" no momento que a seqüência de entrada é somente de "0", a saída RNRZ-L também irá ser somente de "0". O contrário também é verdade: quando o *shift register* contém somente "1" e a entrada é só de "1", a saída RNRZ-L é somente de "1". Nesses dois casos, o conteúdo do *shift register* não muda e a saída de dados não é randomizada.

Entretanto, o randomizador não está permanentemente travado nesse estado, pois uma mudança na entrada irá novamente produzir uma saída randomizada. Em geral, se o *stream* de bits de entrada tiver uma seqüência de X bits sem transição com uma probabilidade de ocorrência de p(X), a saída irá conter seqüências tendo um comprimento máximo de (X+15) bits com a probabilidade de (2^{-15} x p(X)). Por isso, a saída pode conter longas seqüências sem transições, mas a probabilidade de ocorrência é baixa.

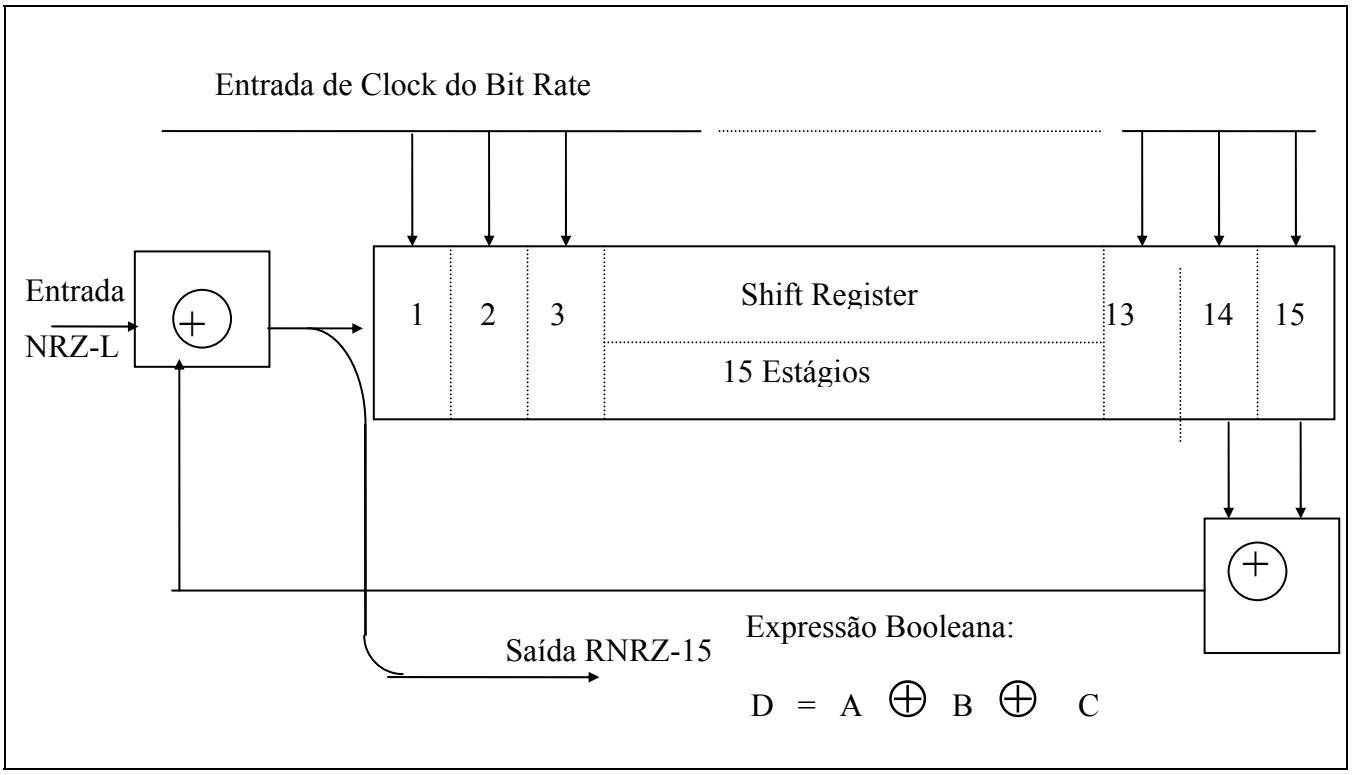


Diagrama em Blocos 3.14.3.A. – Randomizador de NRZ-L para RNRZ-15.

<u>Derandomizador</u>

O *stream* de bits RNRZ-L é decodificado (derandomizado) adicionando (XOU) a seqüência de bits RNRZ-L reconstruída à soma da XOU das saídas dos dois últimos estágios do *shift register*. O *stream* de bits RNRZ-L reconstruído é a entrada do *shift register*. Os dados RNRZ-L que são reproduzidos usando o modo de reprodução reversa é decodificado adicionando (XOU) o RNRZ-L reconstruído à soma da XOU das saídas do primeiro e último estágios do *shift register*. O resultado final deste é que o *shift register* decodificador corre "para trás"em relação ao *shift register* randomizador. Veja o *diagrama em blocos 3.14.3.B.*

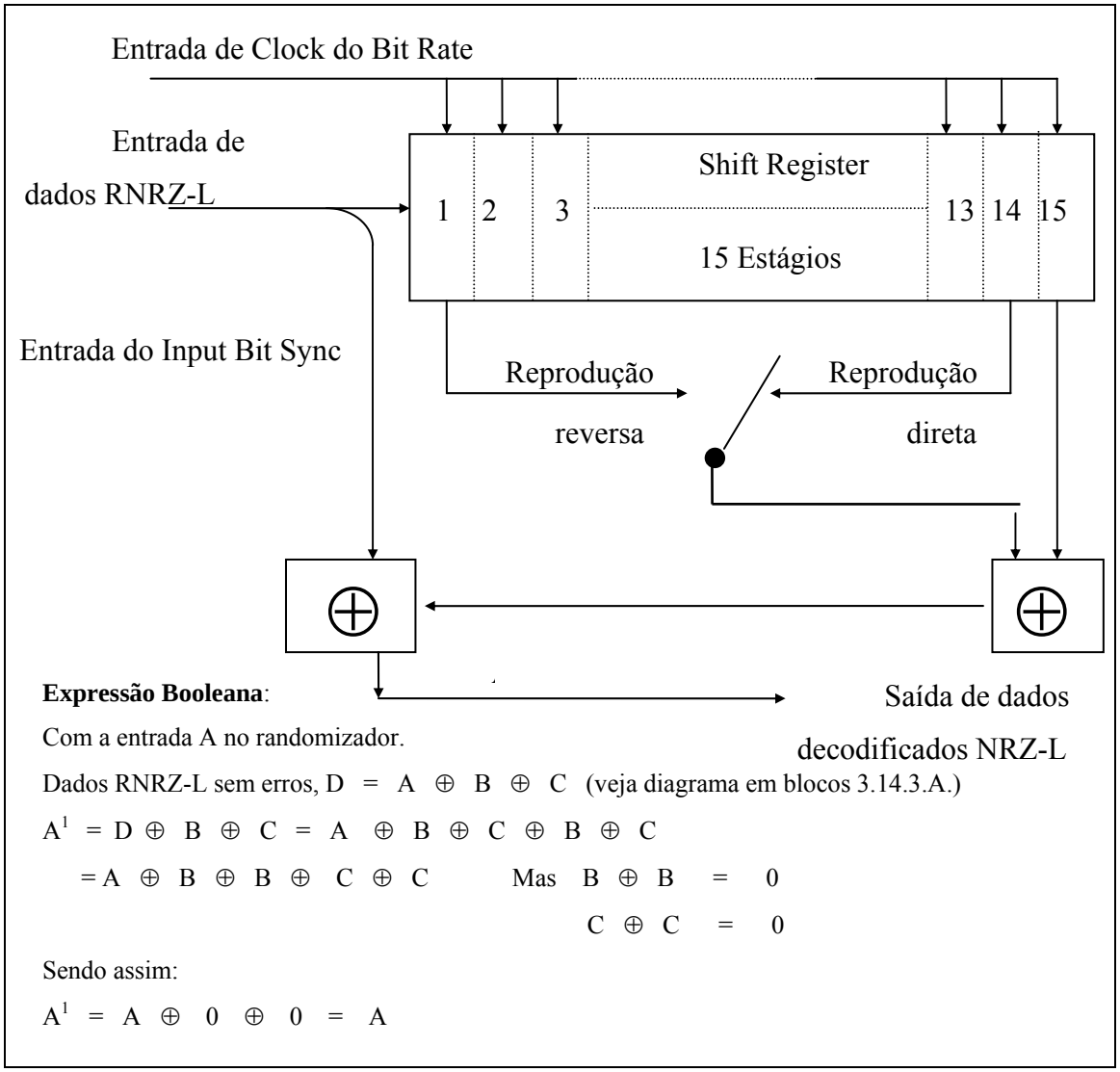


Diagrama em Blocos 3.14.3.B. - Decodificador de RNRZ-15 para NRZ-L.

Características

Embora o decodificador RNRZ-L seja auto-sincronizador, 15 bits consecutivos sem erro devem ser carregados no *shift register* antes que o dado de saída seja válido. Um bit não reconhecido irá fazer o decodificador perder o sincronismo, e 15 bits de dados sem erro devem novamente ser carregados no *shift register* antes que a saída seja válida novamente. A saída de dados decodificada, embora correta, irá conter o bit não reconhecido causando um deslocamento dos dados em relação ao padrão de sincronismo do *frame*. Por isso, a sincronização dos *frames* deve ser readquirida antes que a saída forneça dados com significado.

O sistema de decodificação RNRZ-L tem um fator de multiplicação de erro de 3 para erros de bit isolados (separados de erros de bits adjacentes por pelo menos 15 bits). Um erro de

bit isolado introduzido após a randomização irá produzir 3 erros nos dados de saída – o bit errado original, mais 2 erros adicionais 14 e 15 bits depois (para RNRZ-15). Além disso, uma seqüência de erros ocorrendo após a randomização dos dados irá produzir uma seqüência de erros na saída de dados derandomizada. O número de erros na saída depende da distribuição dos erros na entrada e pode ser maior que, igual a, ou menor que o número de erros na entrada do derandomizador. No entanto, o processo de derandomização sempre aumenta o número de bits entre o primeiro e último erro de bit na seqüência de 15. Erros introduzidos antes da randomização não são afetados nem pelo randomizador e nem pelo derandomizador. O decodificador reverso tem as mesmas propriedades de erro de bits que o decodificador direto.

O espectro de potência dos códigos RNRZ-L e Bi-phase-L são mostrados na *figura 3.14.3.* A densidade espectral de potência do RNRZ-L é concentrada em freqüências que são menores que metade do bit rate. A densidade espectral de potência do Bi-phase-L é concentrada em freqüências de uma região em torno de 0,75 vezes o bit rate. A concentração de energia na região de baixa freqüência (quando usado o RNRZ-L) tem o efeito de reduzir o S/R bem como a linha de base que o *bit synchronizer* deve seguir. Por isso, reproduzir dados em velocidades de fita que produzam bit rates de PCM de menos de 200 kbits/s não é recomendado quando usado o RNRZ-L, a não ser que esteja disponível um *bit synchronizer* especialmente projetado com circuitos de restauração de baixas freqüências e DC.

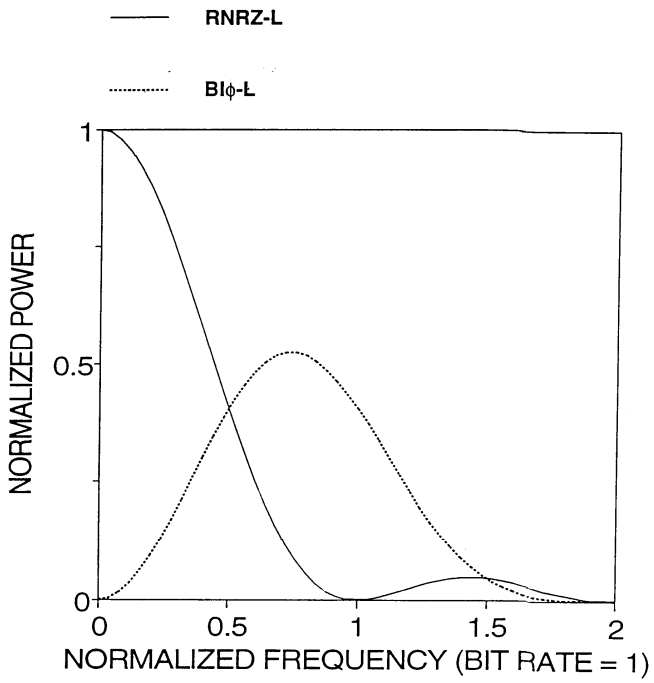


Figura 3.14.3. - Espectro de potência de um PCM randômico.

3.14.4. Resumo dos códigos de representação de bits mais comuns

A *figura 3.14.4.* mostra um resumo dos códigos de representação de bits mais comuns, e uma explicação sucinta de cada um deles. Cada representação de bit tem suas carcaterísticas únicas que os fazem mais adequados para cada tipo de aplicação. O códigos NRZ-L, *Bi-Phase* e NRZ randomizado (não apresentado na *figura 3.14.4.*) são extensivamente discutidos na norma IRIG 106-01.

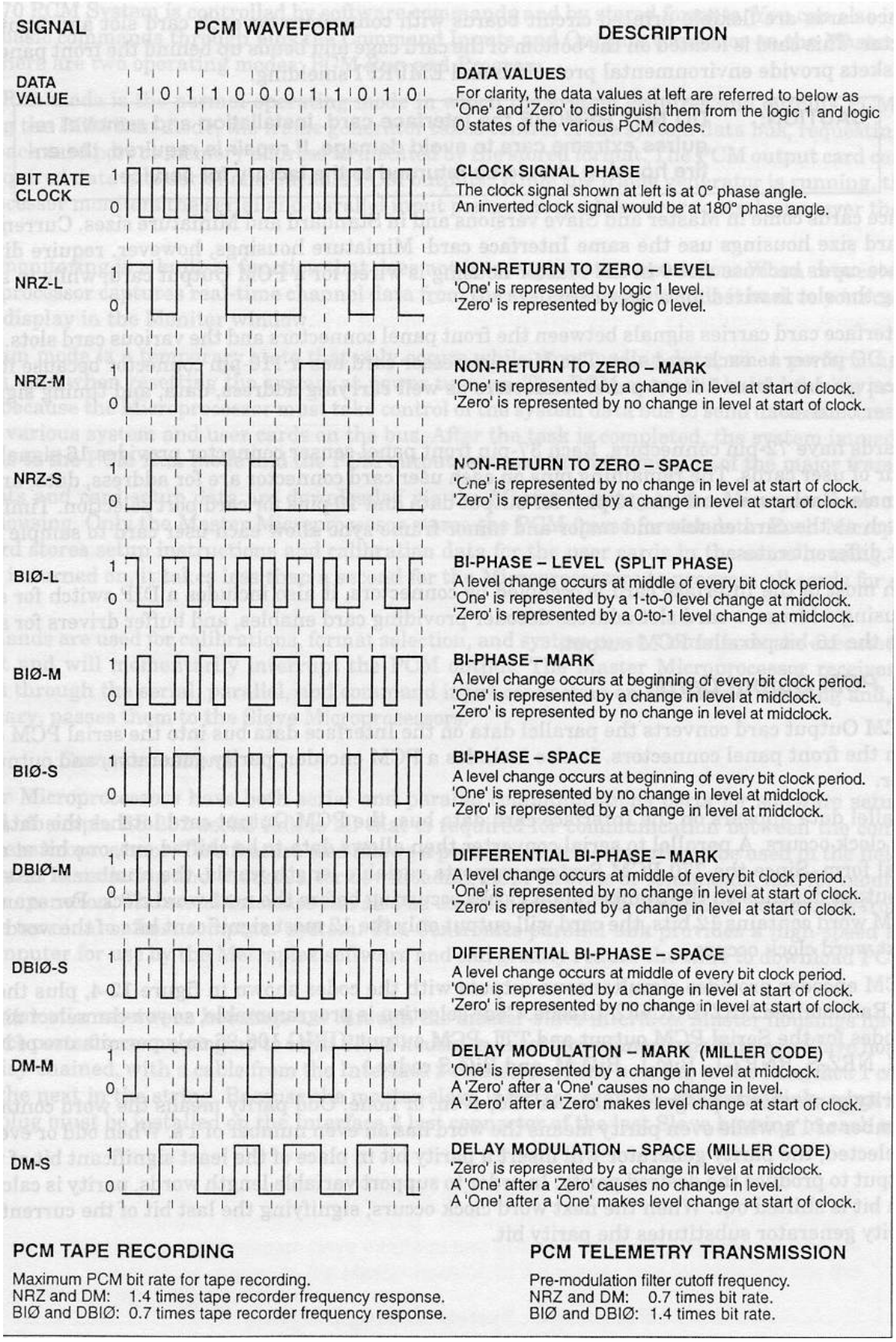


Figura 3.14.4. – Códigos de representação de bits mais comuns.

3.15. Keying

Com a telemetria PCM, uma vez que a quantização da medida foi realizada, o método de codificação binária foi determinado, e a representação dos bits foi escolhida, o sinal é enviado ao transmissor. No transmissor, um de três métodos de modulação (AM, FM ou PM) é usado para modular a portadora de RF. Já que o sinal PCM é limitado a dois níveis representando "1" e "0" lógicos, o processo de modulação é reduzido a um chaveamento (*keying*) da portadora RF entre dois estados. Um problema com este chaveamento é a ocupação do espectro devido às descontinuidades geradas quando ocorre o chavemanto entre os dois estados.

Dependendo da técnica de modulação selecionada ela é chamada de *Amplitude Shift Keying* (ASK), *Frequency Shift Keying* (FSK) ou *Phase Shift Keying* (PSK) (veja *tabela 3.15*).

KEYING SCHEMES
BINARY MODULATION

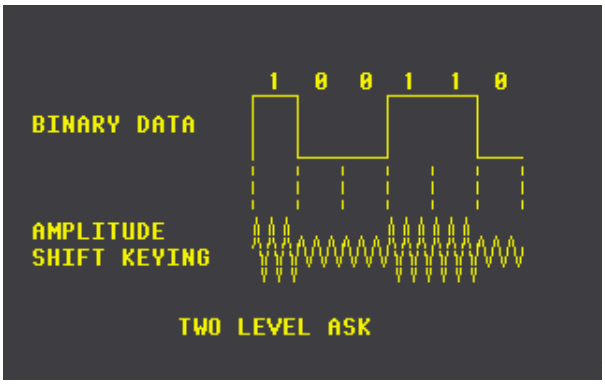
NAME	MODULATION
AMPLITUDE SHIFT KEYING (ASK)	AM
FREQUENCY SHIFT KEYING (FSK)	FM
PHASE SHIFT KEYING (PSK)	PM

Tabela 3.15. – Técnicas de modulação de chaveamento.

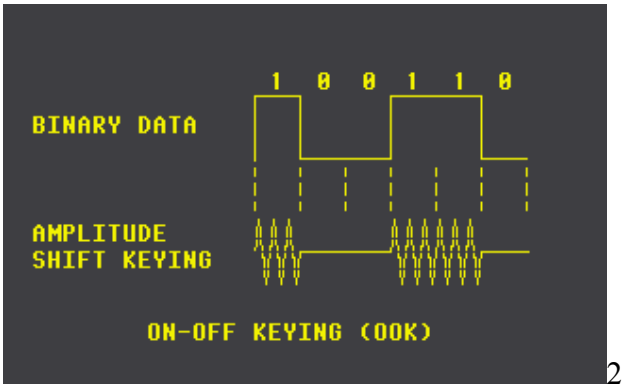
3.15.1. Amplitude Shift Keying (ASK)

O *Amplitude Shift Keying* (ASK) é um meio de prover modulação de amplitude de dados digitais em uma portadora de RF. Para o ASK só é necessário chavear entre duas amplitudes bem definidas para definir os dois estados diferentes exigidos. Estes estados são freqüentemente chamados de *High/Low*, *Zero/One*, *True/False*, ou *On/Off*. Não há nenhum padrão sobre qual deve ser usado, ou até mesmo sobre se um sinal alto é um "0" ou um "1". Só é necessário que haja duas amplitudes distintas que o transmissor possa chavear de um para o outro, e que o receptor possa determinar que foi chaveado. É até possível ligar o transmissor para um estado e desliga-lo para o outro. A portadora normalizada pode ser multiplicada por +1 ou 0 para criar duas amplitudes distintas.

A *sequência de figuras 3.15.1.* mostra a implantação de um ASK de dois níveis e um ASK *on-off* que é também abreviado para OOK, de *on-off-keying*.



1

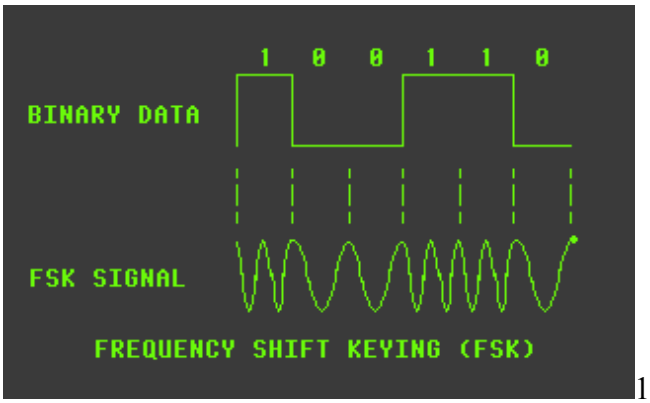


2

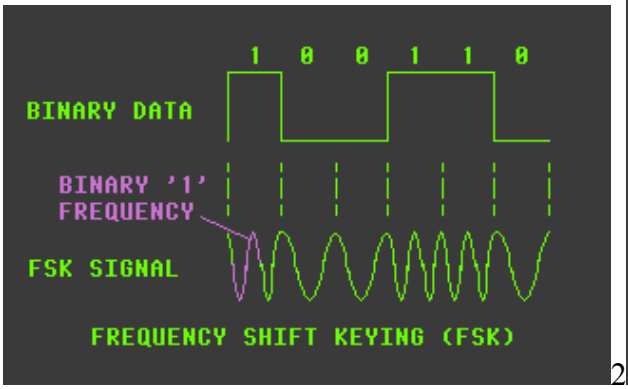
Sequência de Figuras 3.15.1. - Amplitude Shift Keying (ASK).

3.15.2. Frequency Shift Keying (FSK)

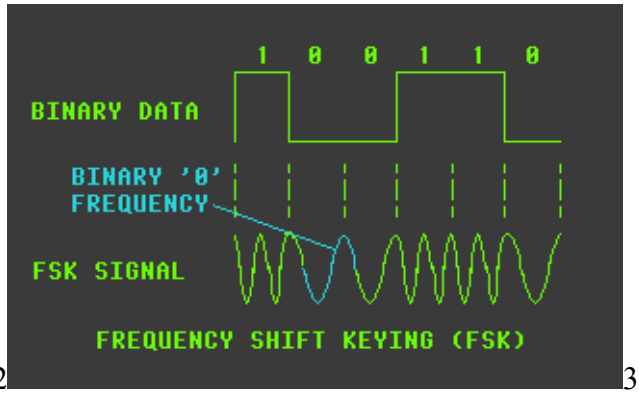
A *sequência de figuras 3.15.2.* ilustra o *Frequency Shift Keying* (FSK). A freqüência da portadora é chaveada entre uma freqüência mais alta que representa um estado binário e uma mais baixa freqüência que representa o outro estado binário. Poderia ser implementado chaveando um VCO entre dois níveis ou ciclando as duas freqüências separadas de dois osciladores nos momentos apropriados. Se dois osciladores separados forem usados, eles podem estar relacionados ou independentes. As duas freqüências escolhidas são freqüentemente perto dos desvios superiores e inferiores permitidos para a freqüência usada. Descontinuidades de fase entre as duas freqüências podem causar problemas de ocupação espectral como mencionado previamente.



1



2

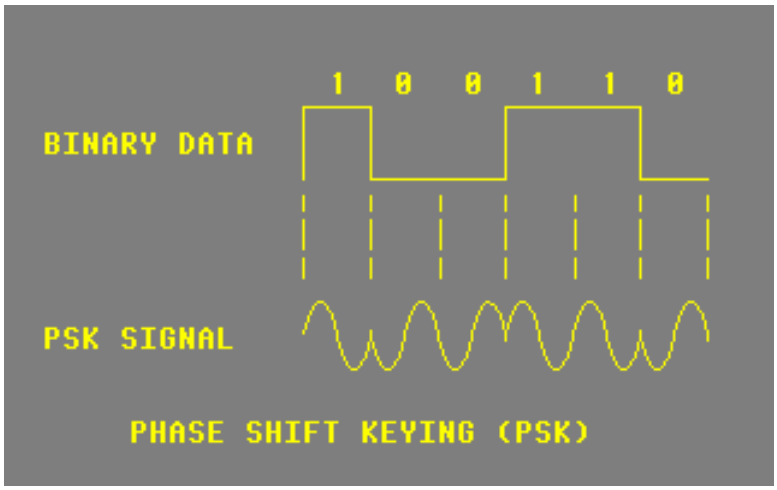


3

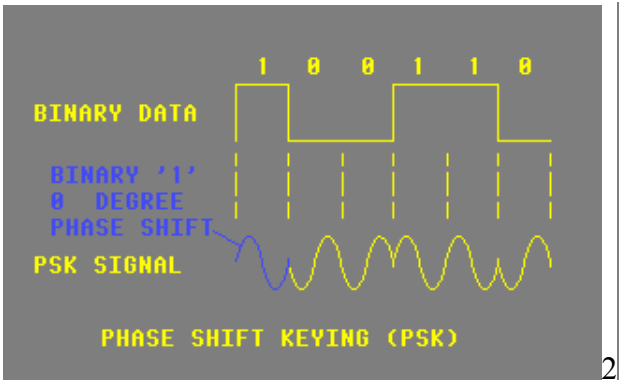
Sequência de Figuras 3.15.2. - Frequency Shift Keying (FSK).

3.15.3. Phase Shift Keying (PSK)

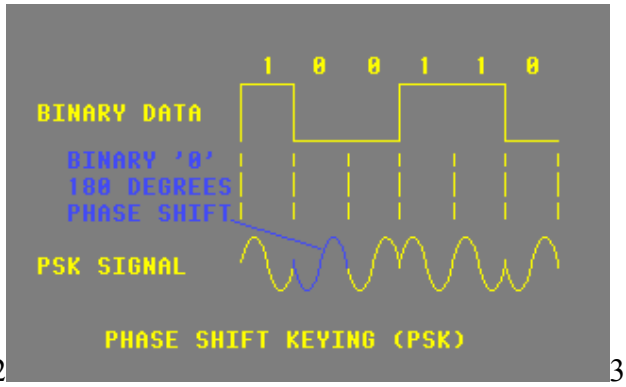
A *sequência de figuras 3.15.3.* ilustra o *Phase Shift Keying* (PSK). Ele é um meio de prover modulação de fase de dados digitais em uma portadora. Para o PSK só é necessário chavear entre duas fases bem definidas, como zero graus e 180 graus. Só é necessário que o transmissor possa chavear em uma ou outra dessas fases e que o receptor reconheça o que foi chaveado. Por exemplo, o transmissor poderia chavear um amplificador inversor ou não para deslocar a fase de 180 graus ou zero. O receptor deve poder reconhecer se os 180 graus tenham sido aplicados ou não. É prática comum usar +90 e -90 graus de deslocamento de fase para representar os dois estados digitais.



1



2



3

Sequência de Figuras 3.15.3. - Phase Shift Keying (PSK).

3.16. Domínio do tempo e da frequência

Uma senoide pode ser representada de muitas maneiras. A representação gráfica mais familiar é a da amplitude pelo tempo. Esta é a representação mostrada no osciloscópio. A amplitude muda em função do tempo. Outro modo de representar esta senoide é no domínio da freqüência. No *gráfico 3.16.* uma senoide pura é representada por uma única raia de um pouco de amplitude versos a freqüência. A raia está no eixo da freqüência a uma distância da origem proporcional à freqüência da senoide. Esta representação é o que é mostrado em um analisador de espectro onde a amplitude é uma representação da potência da senoide.

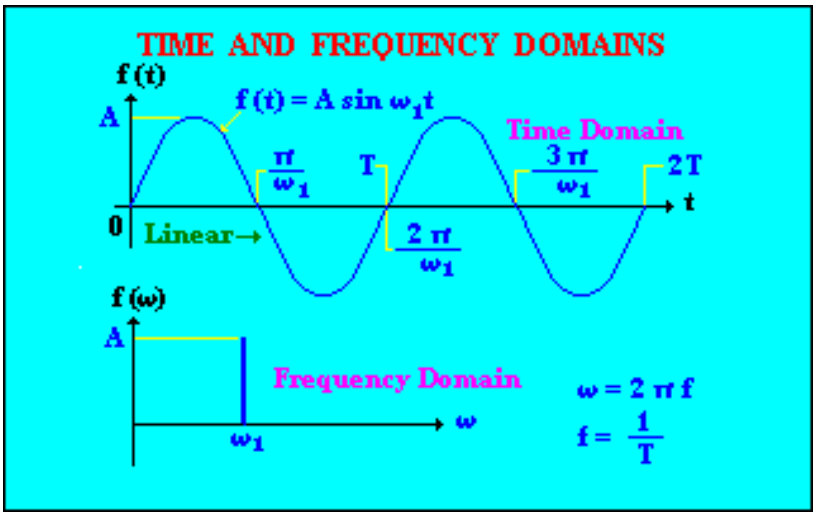


Gráfico 3.16. – Uma senoide é representada no domínio do tempo e da frequência.

Olhar os sinais no domínio da freqüência é muito conveniente para sistemas de telemetria porque dá uma medida da potência versos a freqüência para o sinal. Sinais complexos geralmente têm o espectro de potência limitado a alguma faixa finita ou largura de banda de freqüência.

Existem exigências de largura de banda para várias técnicas de transmissão de telemetria e podem ser preditas e medidas no domínio da freqüência. Na estação de solo, a análise espectral de um sinal em vários pontos permite a seleção da melhor largura de banda para a filtragem do sinal e permite a análise de problemas de recepção.

3.17. Série de Fourier

A representação por série de Fourier é um conceito importante para a telemetria. Uma série de Fourier de senoides e cossenoides podem representar qualquer forma de onda periódica (*figura 3.17.*). Quer dizer, podemos construir uma determinada forma de onda periódica através da soma de senos e de cossenos. As freqüências dos senos e dos cosseno são todos múltiplos (harmônicos) da freqüência fundamental da forma de onda. Enquanto o número de funções senos e cossenos é infinito, as amplitudes individuais delas diminuem com o aumento da freqüência e a série é normalmente truncada depois que as amplitudes caem para um valor inferior a 1% do valor da fundamental. A manipulação matemática da série de Fourier dá uma forma da série onde as amplitudes das funções senos e cossenos para uma harmônica podem ser combinadas e escritas com um único coeficiente de amplitude. Uma mostra destes coeficientes de amplitude harmônicos no domínio da freqüência é o que é apresentado em um analisador de espectro para a forma de onda.

FOURIER SERIES

Given f(x) as a bounded periodic function of period 2 L, that in any period has at most:
(1) a finite number of jump discontinuities
(2) a finite number of minima and maxima

We can represent f(x) by a Fourier Series

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos \frac{n\pi x}{L} + b_n \sin \frac{n\pi x}{L} \right)$$

$$a_n = \frac{1}{L} \int_{-L}^{L} f(x) \cos \frac{n\pi x}{L}\, dx \quad n = 0,1,2,3,\ldots \qquad b_n = \frac{1}{L} \int_{-L}^{L} f(x) \sin \frac{n\pi x}{L}\, dx \quad n = 1,2,3,\ldots$$

Figura 3.17. – Definição matemática da série de Fourier.

<u>Pulsos positivos períodicos</u>

O *gráfico 3.17.A.* é um exemplo de série de Fourier de uma forma de onda períodica consistindo de séries repetitivas de pulsos positivos. Já que a forma de onda é simétrica em relação à origem, a série de Fourier consistirá de um número infinito de ondas cosseno. Abaixo

da forma de onda são mostrados os primeiros sete componentes da série. Note que todas as freqüências componentes são espaçadas a intervalos que são diretamente relacionados ao recíproco do período da forma de onda original. Quando o período aumenta o espaçamento das componentes diminui. Quando a largura dos pulsos diminui, a largura de banda exigida para acomodar todas as freqüências de interesse aumentará. Quer dizer, mais formas de onda de componentes de freqüências mais altas serão exigidas para representar o pulso mais estreito de maneira fiel. No limite, quando a largura de pulso do pulso tende a zero, um número infinito de freqüências discretas de mesma amplitude será necessária.

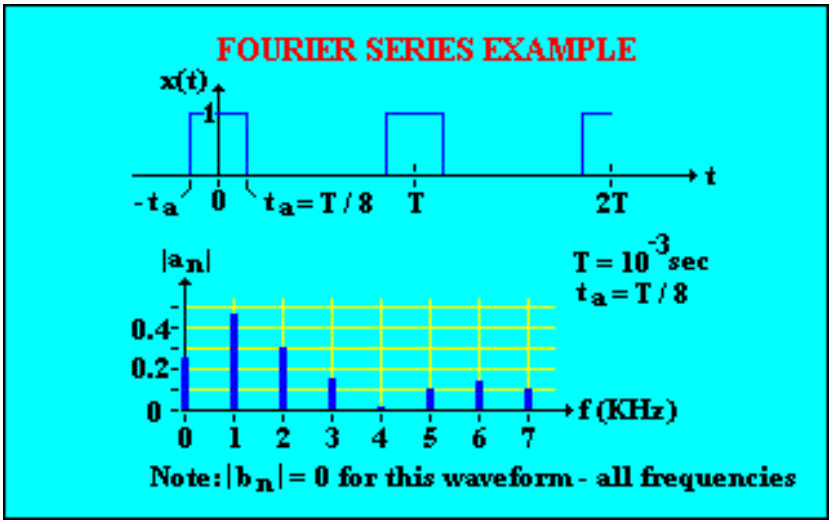


Gráfico 3.17.A. - Exemplo de série de Fourier de uma forma de onda períodica consistindo de séries repetitivas de pulsos positivos.

Esta é uma representação de uma série de Fourier discreta de uma forma de onda períodica. Seria útil determinar a largura de banda exigida para passar a forma de onda periódica ou a freqüência de amostragem exigida para reconstruir a forma de onda periódica a partir de várias amostras. Esta largura de banda deve acomodar o componente significante de freqüência mais alta da forma de onda periódica e a freqüência de amostragem deve ser pelo menos duas vezes maior que a freqüência desta componente. Pode-se gerar esta forma de onda somando-se os componentes matematicamente em um computador, mas tem que se considerar também as amplitudes e fase das freqüências das componentes.

Séries de Fourier

O *gráfico 3.17.B.* é um exemplo de como uma forma de onda períodica é criada de uma componente CC e uma série de funções senos e cossenos na série Fourier. A forma de onda

períodica mostrada na parte inferior da figura não tem nível CC e é composta somente de três formas de onda senoidais como mostrado na parte superior da figura. Elas são 1,8 sen(t), -0,5 cos(2t), e 0,9 sen(4t).

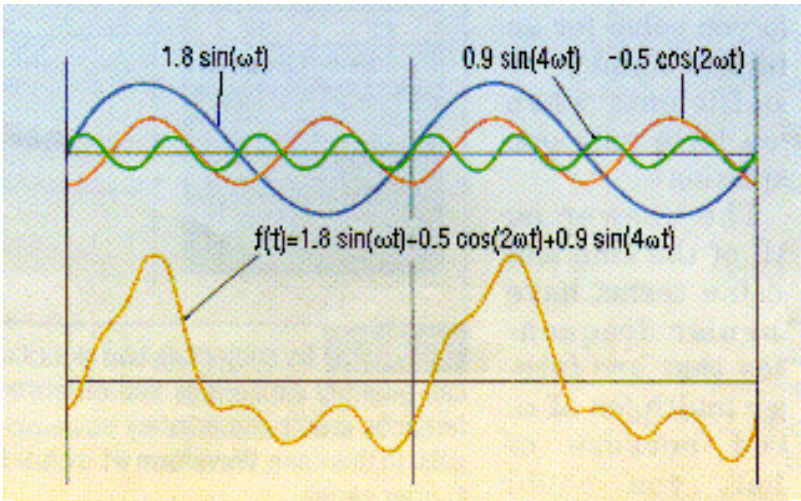


Gráfico 3.17.B. – Exemplo de um sinal períodico formado pela soma de três senoides em uma série de Fourier.

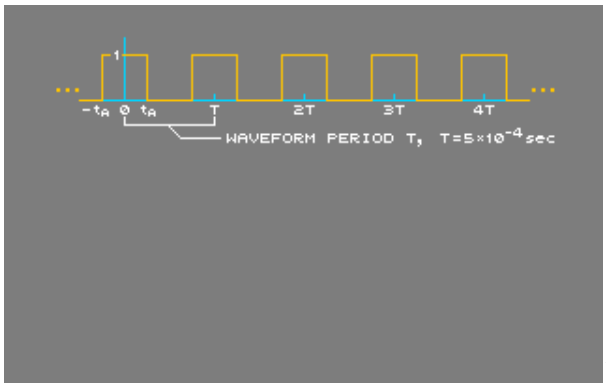
A série de Fourier forneceu aos cientistas e engenheiros uma ferramenta poderosa para analisar formas de onda ou sinais. Agora ela fornece uma ferramenta indispensável para resolver uma variedade de problemas incluindo:

- quantificar a distorção de amplificação;
- medir a relação sinal-ruído de conversores analógico-digitais;
- caracterizar e comparar filtros;
- analisar padrões de irradiação de antenas;
- extrair sinais fracos mascarados pelo ruído.

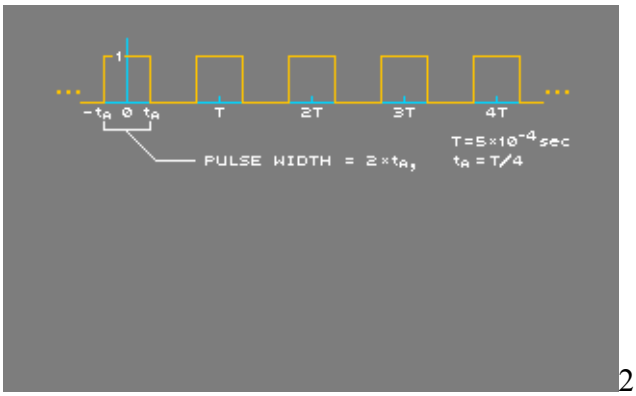
3.18. Domínio da frequência para um trem de pulsos

Aplicando a análise da série de Fourier a uma série de pulsos períodicos fornece uma representação no domínio da frequência cujo envelope de amplitude é determinado por uma função que ocorre muitas vezes na análise de sinais de telemetria. É a função sen x/x. A função tem seu máximo valor de 1 em x = 0 e tende a zero quando x tende a infinito, oscilando entre valores positivos e negativos. Para um dado trem de pulsos (*sequência de figuras 3.18.*), componentes de frequência discretos em todas as harmônicas da fundamental, definidas como 1

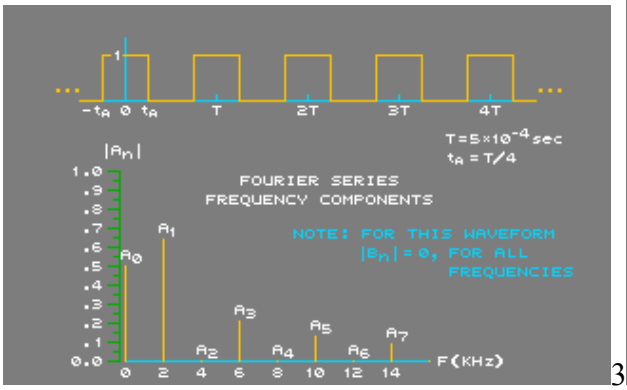
sobre o período, são produzidas, mas as suas amplitudes estão contidas no envelope de sen x/x que decresce quando a frequência aumenta. Assim, a separação das raias individuais de freqüência é uma função do período dos pulsos. Para uma determinada largura de pulso, como o período diminui (mais pulsos por segundo) várias coisas acontecem: as raias de freqüências discretas separam-se mais enquanto que a primeira amplitude nula permanece a mesma. A primeira amplitude nula acontece à 1 sobre da largura de pulso. Se o período diminui e a largura de pulso também diminui, então as raias de freqüências individuais separam-se mais e a primeira amplitude nula move-se em freqüência. Em geral, quando a largura de pulso se estreita, são geradas freqüências mais altas com amplitudes relativas crescentes. Bordas de variação brusca, com tempos de elevação mais rápidos, requerem freqüências mais altas. No limite onde a largura de pulso chega a zero, a freqüência do primeiro nulo se aproxima do infinito.



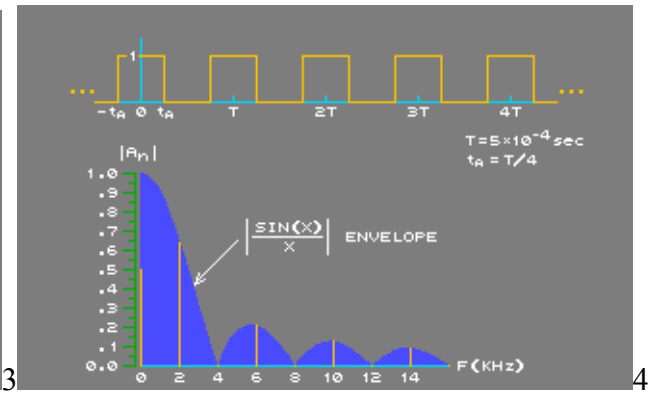
1



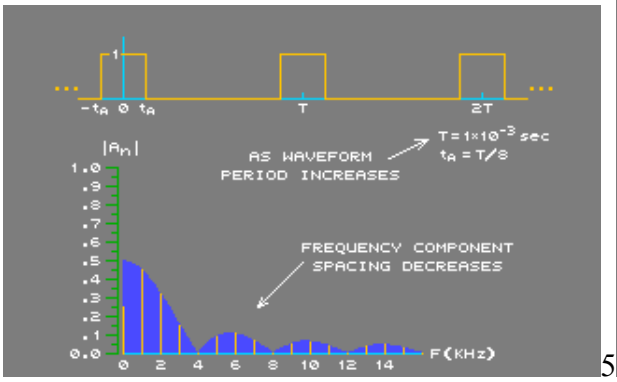
2



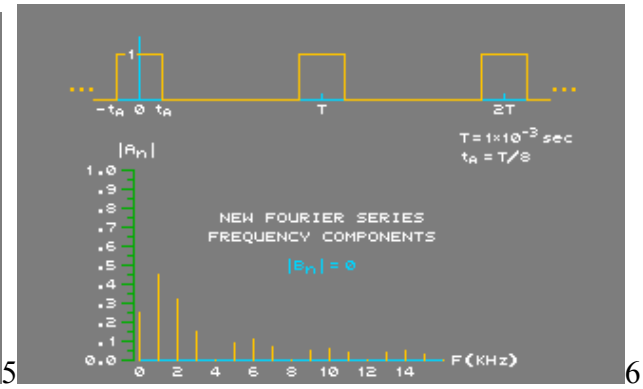
3



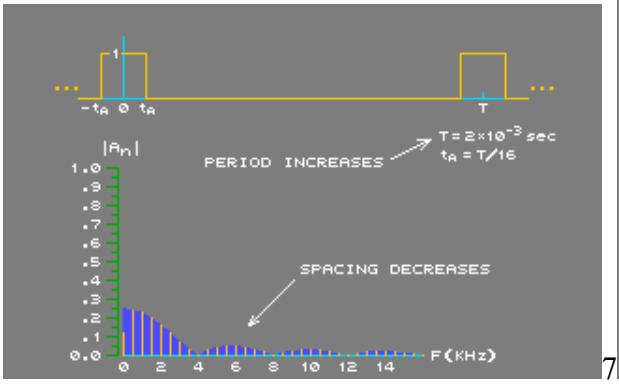
4



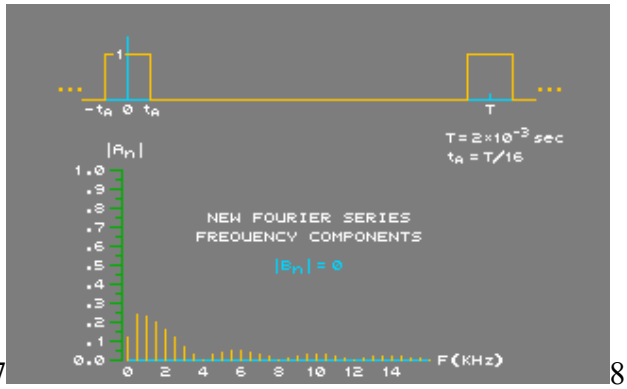
5



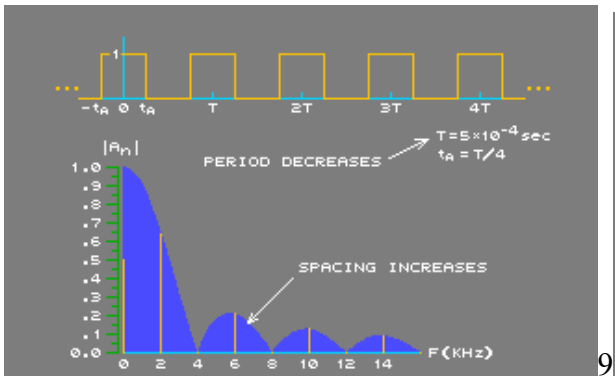
6



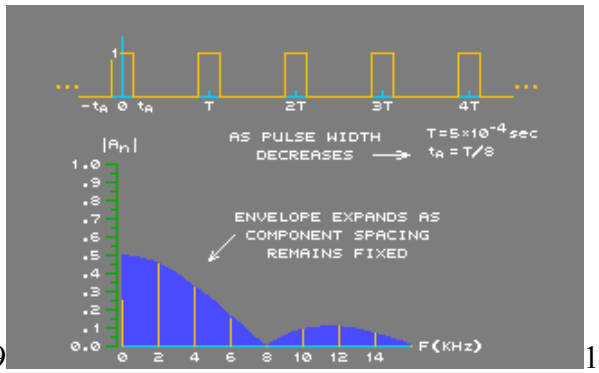
7



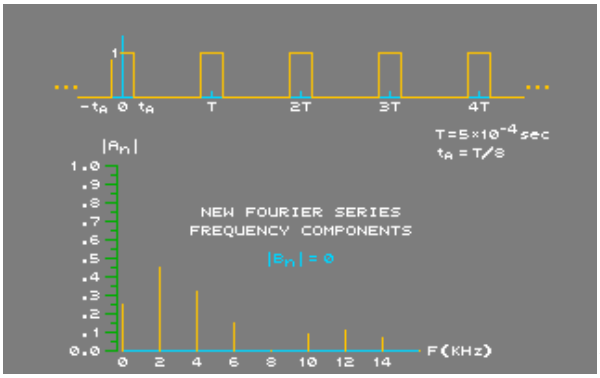
8



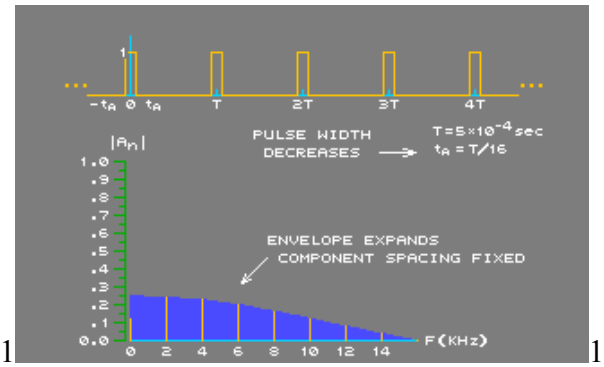
9



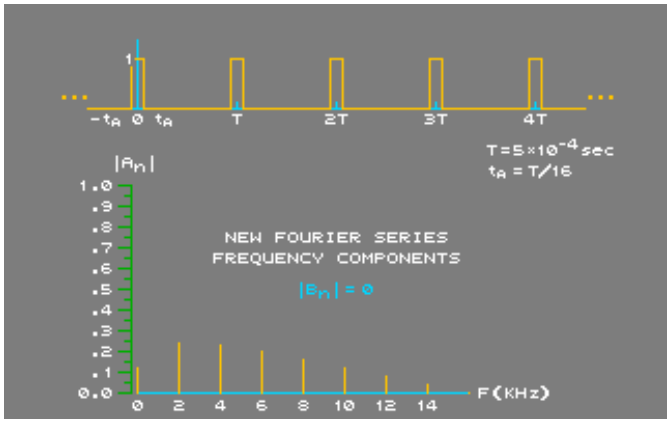
10



11



12



13

Sequência de Figuras 3.18. – Aplicando a análise da série de Fourier a uma série de pulsos períodicos.

A largura de banda exigida para acomodar todas as freqüências significantes para um trem de pulso aumenta com a taxa de dados, medida em pulsos por segundo ou bits por segundo.

<u>SINC X</u>

O *gráfico 3.18.* é uma representação da equação chamada de SINC X. Na verdade é uma representação de (sen x)/x. É mostrado aqui com o multiplicador π como meio de normalizar os valores de x, assim os cruzamentos pelo zero ocorrem em múltiplos de x. É mostrado somente para valores positivos, mas os valores negativos de x seriam simétricos em relação ao eixo y. Note que a função passa pelo zero toda vez que o seno vai a zero. Quando x tende a zero, o valor de sen x tende a zero e o denominador também tende a zero, o que é uma condição indeterminada. Isto pode ser avaliado pelas derivadas do numerador e denominador, que é como o cos x.

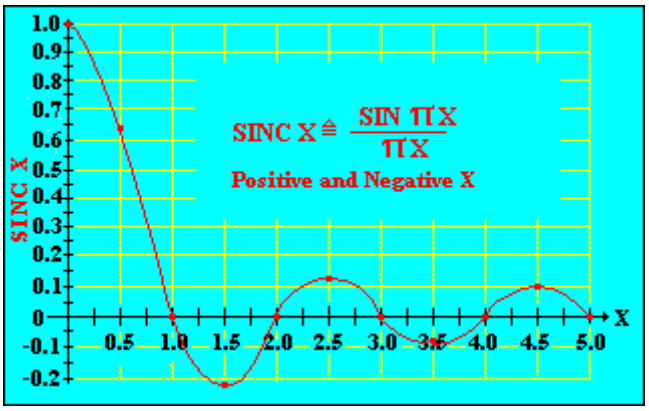


Gráfico 3.18. – Gráfico da equação (sen x)/x.

Note que esta representação de SINC X mostra as informações de amplitude e de fase das formas de onda das componentes. Também freqüentemente é representado somente a informação de amplitude, que é sempre positiva. A informação de fase alterna-se entre positiva e negativa entre cada cruzamento pelo zero. Esta função é freqüentemente vista em análises de formas de ondas periódicas em série de Fourier, representando um envelope das amplitudes das componentes de freqüências separadas.

3.19. Densidades espectrais

As duas representações de bits, NRZ e *Bi-phase*, foram discutidas anteriormente. A forma das densidades espectrais para banda base randômica em NRZ e *Bi-phase* são determinadas pela função sen x/x. O *gráfico 3.19.* representa estas densidades espectrais normalizadas para ambas a potência e taxa de bits. Como pode ser visto, a largura de banda para o NRZ é essencialmente limitada pela taxa de bits, com pouca potência nas freqüências mais altas. Também note que a densidade espectral do NRZ tem uma componente de corrente contínua muito forte (CC), enquanto que o NRZ randomizado tem uma componente CC muito pequena.

A curva para a representação de dados em *Bi-phase* requer uma largura de banda que é duas vezes o taxa de bits e já que a potência está esparramada sobre uma área de duas vezes a freqüência, o valor de pico é de aproximadamente metade do valor do NRZ. Também note que a curva do *Bi-phase* não tem nenhuma componente CC, uma característica que será importante quando o registro dos dados for discutido.

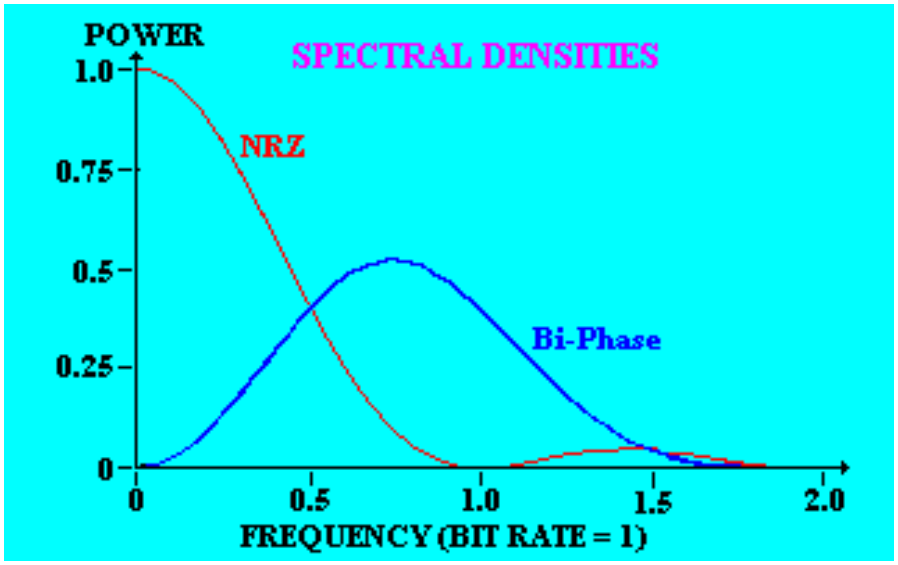
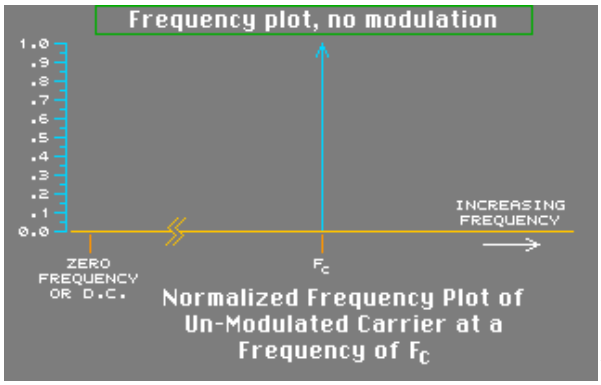


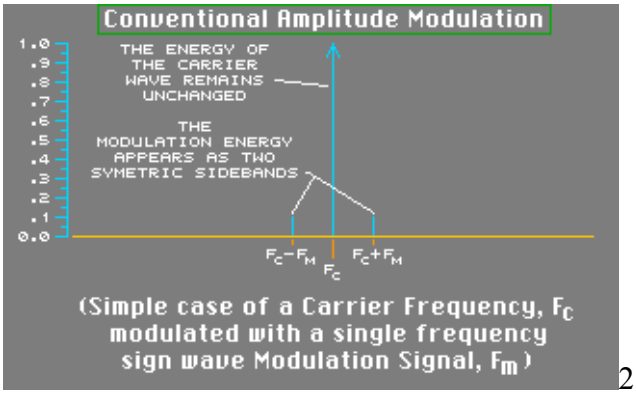
Gráfico 3.19. – Curva das densidades espectrais normalidas para a potência e taxa de bits do NRZ e Bi-phase.

3.20. Larguras de banda da transmissão

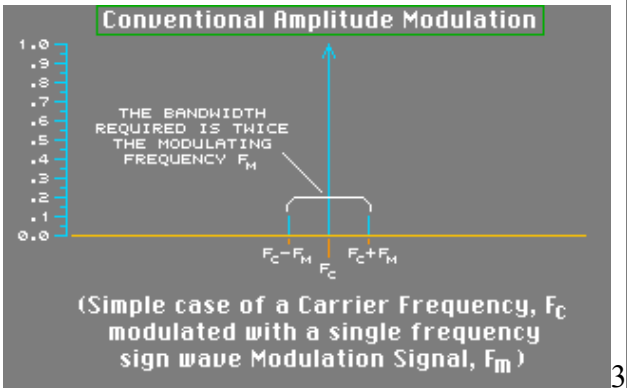
Descrevendo o processo de transmissão, discutimos a modulação da portadora de RF em várias maneiras: modulação em amplitude (AM), modulação em frequência (FM) e modulação em fase (PM). O AM é um processo linear, enquanto que o FM e o PM são processos de modulação angulares, não-lineares. A largura de banda de transmissão para cada um pode ser significantemente diferente. A *sequência de figuras 3.20.* mostra como é o comportamento das larguras de banda para as modulações AM, FM e PM, conforme o índice de modulação muda.



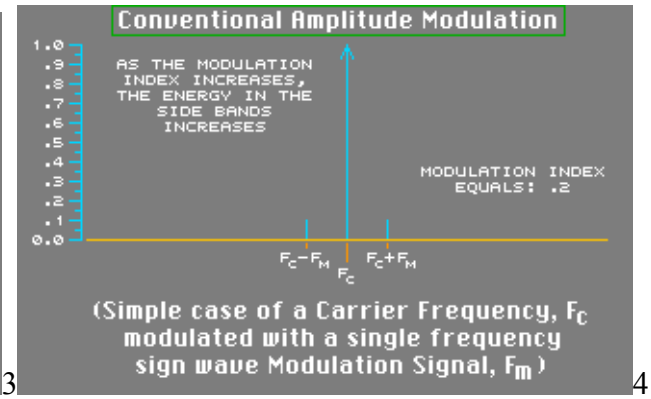
1



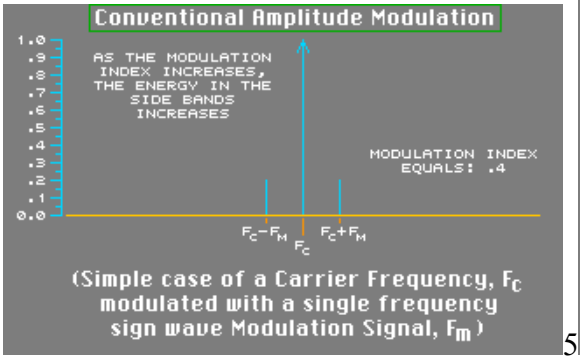
2



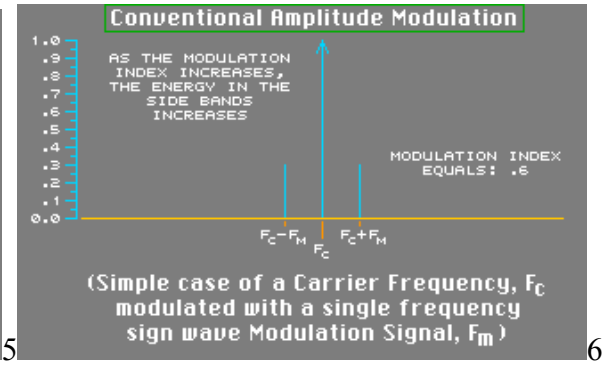
3



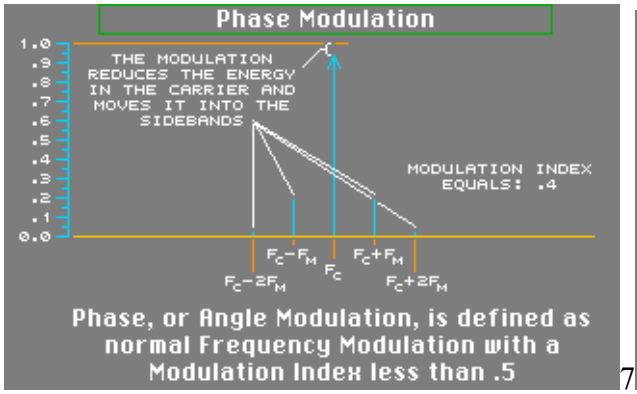
4



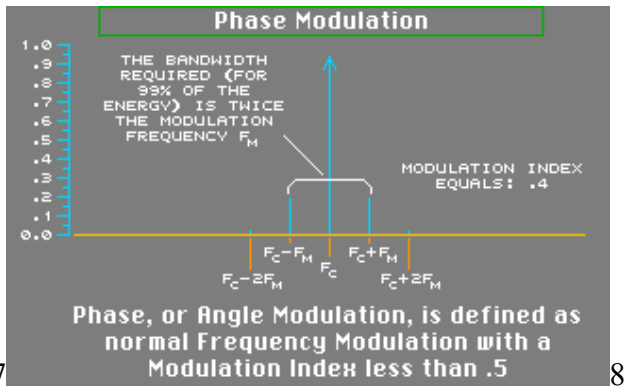
5



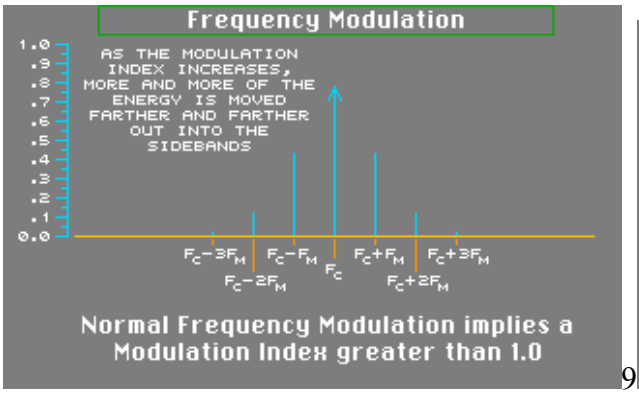
6



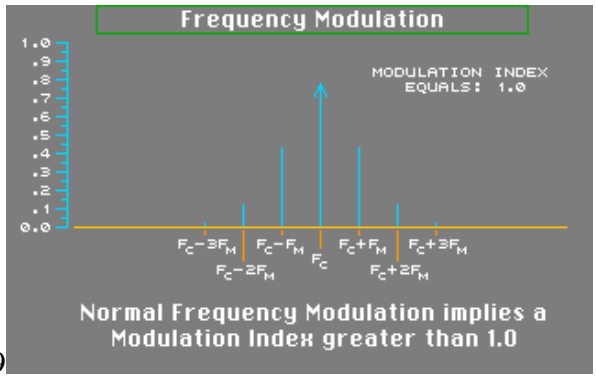
7



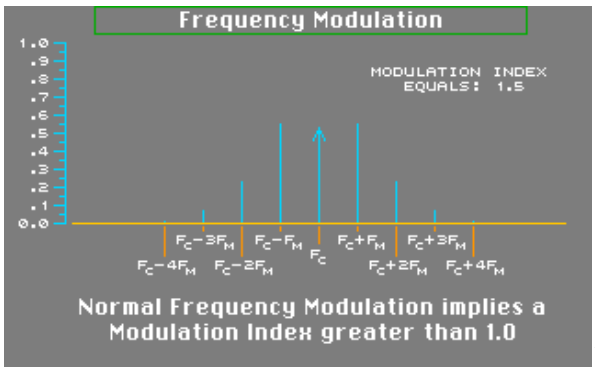
8



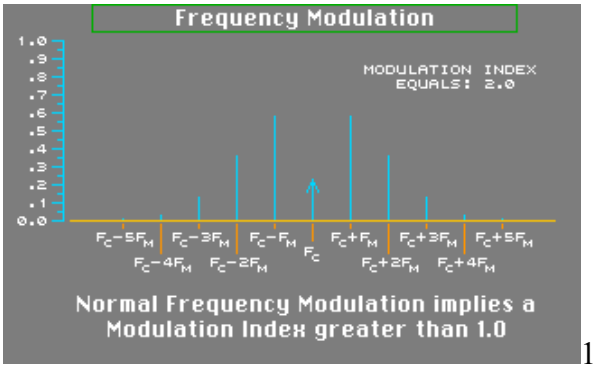
9



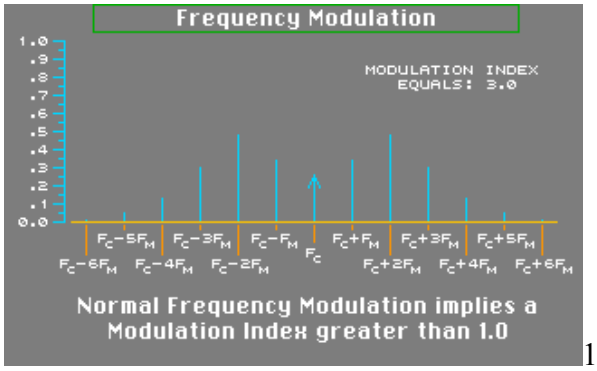
10



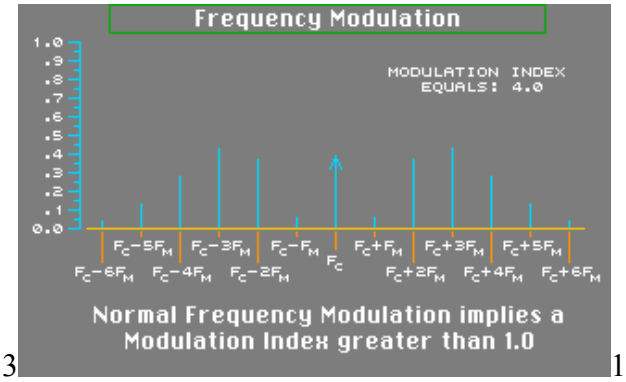
11



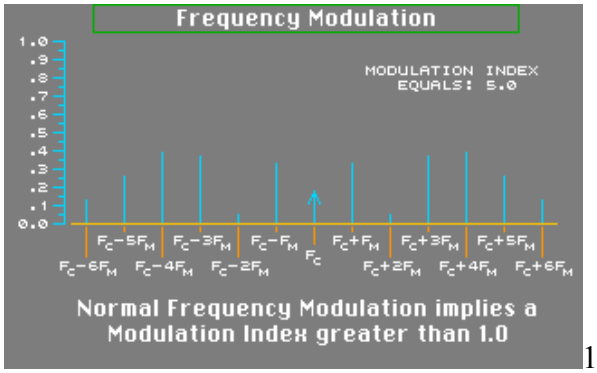
12



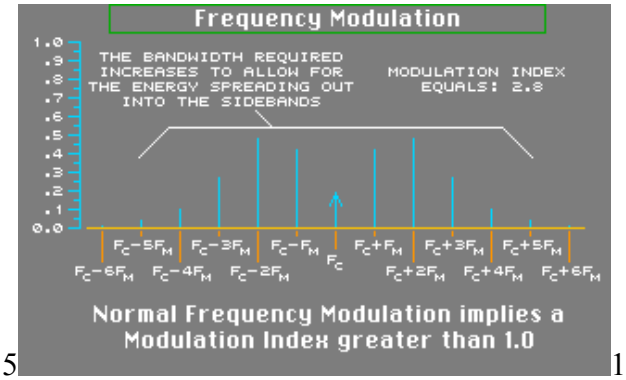
13



14



15



16

Sequência de Figuras 3.20. – Como é o comportamento das modulações AM, FM e PM, conforme o índice de modulação muda.

No domínio de freqüência, para o processo AM, a largura de banda do sinal modulador é transladada para a freqüência da portadora de RF. Usando o caso simples onde o sinal modulador é uma senoide pura de freqüência única, a curva no domínio da freqüência do AM dá uma raia na freqüência da portadora de RF e bandas laterais consistindo de raias de freqüência para o sinal modulador espaçadas igualmente em ambas as laterais da portadora e separadas dela por uma distância igual à freqüência do seno modulador. O resultado é uma combinação de três raias, a portadora e duas freqüências de banda lateral. Outras técnicas de AM incluem suprimir a portadora e ter banda lateral única.

A curva no domínio da freqüência para os processos não-lineares de FM e PM não são tão simples. Neste caso, onda seno moduladora de freqüência única produz um número infinito de raias de freqüência de banda lateral cujo espaçamento da freqüência é determinado pelo índice de modulação. O índice de modulação é uma função do desvio de freqüência da portadora e a freqüência do sinal modulador e está definido como:

Índice de modulação = *Desvio da frequência de pico / frequência moduladora* (FM)

= *Desvio de fase de pico / frequência moduladora* (PM)

A amplitude dos diferentes componentes de freqüência para a modulação senoidal pode ser calculada com o uso da função de Bessel. As amplitudes das raias de freqüência oscilam, mas decrescem relativamente conforme a freqüência aumenta. Para o caso onde o índice de modulação é menor que 0,5, as funções de Bessel de segunda e ordens mais altas são relativamente pequenas e a largura de banda de freqüência exigida para acomodar a parte essencial (99% da potência é a métrica aceita) do sinal modulado está contida na portadora nas primeiras raias de freqüência, igual ao AM. Para índices de modulação muito maiores que 1, a

largura de banda requerida chega ao dobro do desvio de freqüência. O desvio de freqüência representa o máximo desvio de freqüência da freqüência da portadora não modulada e depende da amplitude do sinal modulador. A largura de banda da transmissão de telemetria em FM pode ser ajustada exibindo a saída do transmissor em um analisador de espectro e ajustando a amplitude do sinal de modulador até a largura de banda desejada ser alcançada.

3.20.1. Largura de banda do NRZ PCM/FM

DESVIO DE PICO = 0,1 x TAXA DE BITS

Esta é a foto *(3.20.1.A.)* do espectro do NRZ PCM/FM. Os parâmetros de modulação para este caso são tais que o desvio de pico é 0,1 vezes a taxa de bits, que é de 800 Kbps. O filtro de pré-modulação de atraso constante e cinco pólos tem uma frequência de corte igual a taxa de bits, ou 800 kHz. O desvio de pico foi limitado a 80 kHz, e esta resposta espectral de pico implica que o desvio de pico é pequeno, somente 10% da taxa de bits. A potência está definidamente centrada na banda central, e as bandas laterais são muio pequenas.

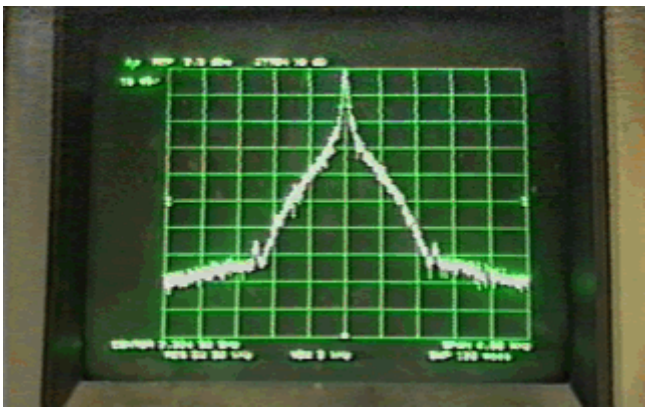


Foto 3.20.1.A. – Espectro de um sinal NRZ PCM/FM com desvio de pico de 0,1 x taxa de bits.

DESVIO DE PICO = 0,25 x TAXA DE BITS

Esta é a foto *(3.20.1.B.)* do espectro do NRZ PCM/FM. Os parâmetros de modulação para este caso são tais que o desvio de pico é 0,25 vezes a taxa de bits, que é de 800 Kbps. O filtro de pré-modulação de atraso constante e cinco pólos tem uma frequência de corte igual a taxa de bits, ou 800 kHz. O desvio de pico foi limitado a 200 kHz, e esta resposta espectral arredondada implica que o desvio de pico é grande, ou 25% da taxa de bits. Note que o espectro se espalhou em relação ao caso de 10%, mas a maior parte da potência ainda está na banda central. As bandas laterais estão ficando pronunciadas agora.

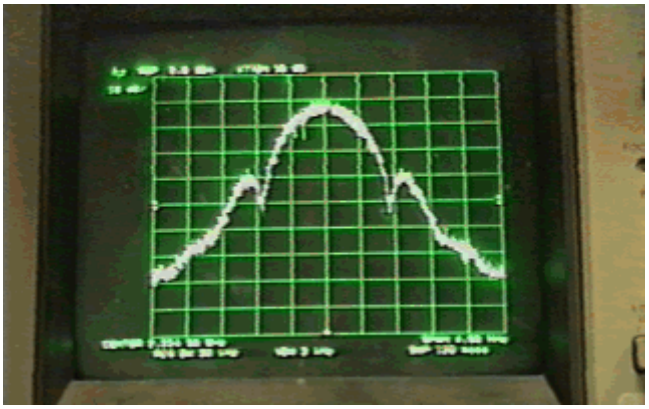


Foto 3.20.1.B. – Espectro de um sinal NRZ PCM/FM com desvio de pico de 0,25 x taxa de bits.

DESVIO DE PICO = 0,35 x TAXA DE BITS

Esta é a foto *(3.20.1.C.)* do espectro do NRZ PCM/FM. Os parâmetros de modulação para este caso são tais que o desvio de pico é 0,35 vezes a taxa de bits, que é de 800 Kbps. O filtro de pré-modulação de atraso constante e cinco pólos tem uma frequência de corte igual a taxa de bits, ou 800 kHz. O desvio de pico foi limitado a 280 kHz, e esta resposta espectral achatada implica que o desvio de pico está próximo ao ótimo, a 35% da taxa de bits. Note que o espectro se espalhou em relação ao caso de 25%, e a potência agora está dividida entre a banda central e as bandas laterais. As bandas laterais agora estão muito evidentes.

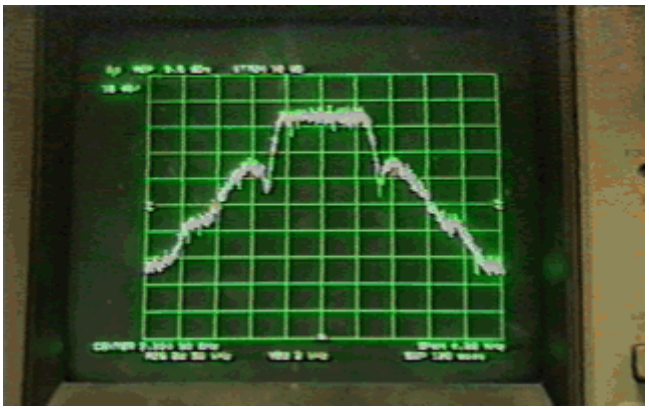


Foto 3.20.1.C. – Espectro de um sinal NRZ PCM/FM com desvio de pico de 0,35 x taxa de bits.

DESVIO DE PICO = 0,7 x TAXA DE BITS

Esta é a foto *(3.20.1.D.)* do espectro do NRZ PCM/FM. Os parâmetros de modulação para este caso são tais que o desvio de pico é 0,7 vezes a taxa de bits, que é de 800 Kbps. O filtro de pré-modulação de atraso constante e cinco pólos tem uma frequência de corte igual a taxa de bits, ou 800 kHz. O desvio de pico foi limitado a 560 kHz, e esta resposta espectral com a banda

principal submergida implica que o desvio de pico excedeu significantemente o ótimo, a 70% da taxa de bits. Note que o espectro novamente se espalhou em relação ao caso de 35%, e a potência agora está concentrada nas bandas laterais. As bandas laterais agora estão mais pronunciadas que a banda principal.

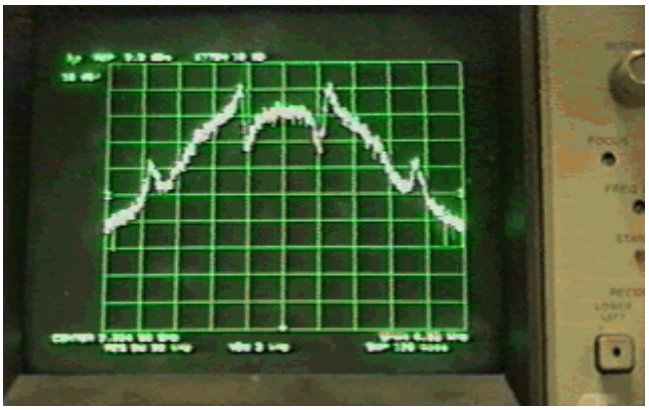


Foto 3.20.1.D. – Espectro de um sinal NRZ PCM/FM com desvio de pico de 0,7 x taxa de bits.

3.21. Módulos de telemetria

O pacote de telemetria ou módulo de telemetria é um equipamento de teste geralmente instalado em um veículo para prover a capacidade de monitorar parâmetros físicos no veículo a partir de um lugar remoto.

Por exemplo, para avaliar o desempenho de um míssil de ar-ar como o *AIM-9 Sidewinder*, é necessário instalar um módulo de telemetria nele. Freqüentemente, durante a fase de T&E do desenvolvimento do sistema de arma, não é necessário levar uma ogiva no míssil. O módulo de telemetria, antena e baterias poderiam ser instalados na área normalmente preenchida pela ogiva. Podem ser colocados transdutores ao longo do míssel como necessário e o módulo de telemetria será usado para comunicar as saídas dos transdutores ao solo.

Em geral, o módulo de telemetria consiste de meios para coletar e escalar as saídas dos transdutores, e se for preciso de meios para encriptar os dados, meios para multiplexar os sinais dos diferentes sensores em uma portadora de RF comum, um transmissor para estabelecer a ligação de rádio, e uma antena para irradiar os sinais ao solo. Também é requerido uma fonte de potência para fornecer alimentação ao módulo de telemetria.

A *foto 3.21.A.* é de um módulo de telemetria para o *ICBM Peacekeeper*. Este aparato aparentemente estranho é usado para substituir um dos veículos de reentrada (RVs) do míssil. Os RVs no míssil Peacekeeper são todos prendidos a um estágio do míssil chamada de BUS. O BUS

é o último estágio do míssil, e pode ser manobrado para colocar em ação os RVs individualmente monitorados (IRVs) nos locais apropriados. Todo este equipamento é perdido a cada vôo, mas ele adquire informações valiosas do comportamento do veículo antes de sua destruição.

Foto 3.21.A. – O módulo de telemetria para um ICBM Peacekeeper.

A seguir estão outros módulo de telemetria:

Módulo de telemetria AN/DKT-53 Standard Missile (SM-2)

Esta é a *foto (3.21.B.)* do módulo de telemetria AN/DKT-53 para o míssil padrão (SM-2). Ele é basicamente um módulo de telemetria PCM de 245 Kbps com um VCO de 450 kHZ. Ele tem um transmissor de 5 W na banda S. Ele necessita de 2 A em 28 V, e pesa menos de 7 lbs.

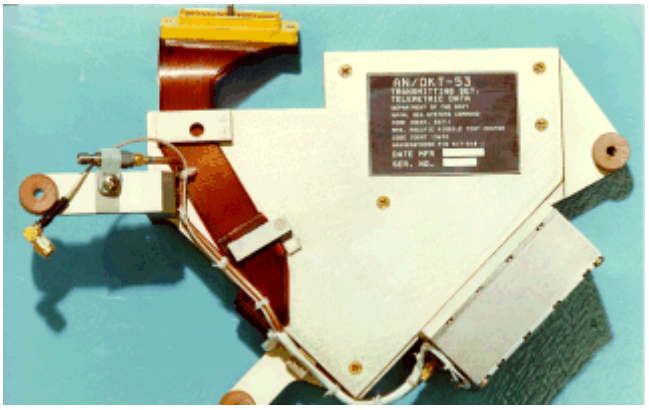


Foto 3.21.B. – O módulo de telemetria AN/DKT-53 para o míssil padrão (SM-2).

Módulo de telemetria AN/DKT-61 Sparrow (AIM-7)

Esta é a *foto (3.21.C.)* do módulo de telemetria AN/DKT-61 para o míssil AIM-7 Sparrow. Ele é basicamente um módulo de telemetria PCM de 256 Kbps com um VCO de 450

kHZ. Ele tem um transmissor de 2 W na banda S. Ele necessita de 115 V em 400 Hz, e pesa cerca de 85 lbs, incluindo a sua proteção.

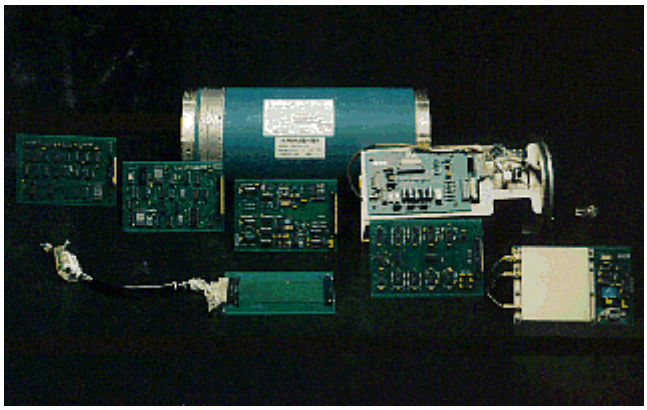


Foto 3.21.C. – O módulo de telemetria AN/DKT-61 para o míssil AIM-7 Sparrow.

Módulo de telemetria AN/DKT-71 Standard Missile (SM-2, Block 4)

Esta é a *foto (3.21.D.)* do módulo de telemetria AN/DKT-71 para o míssil padrão (SM-2, Block 4). Ele é basicamente um módulo de telemetria PCM de 2,4 Mbps. Ele tem um transmissor de 6 W na banda S. Ele necessita de 2 A em 28 V, e pesa menos de 8 lbs.

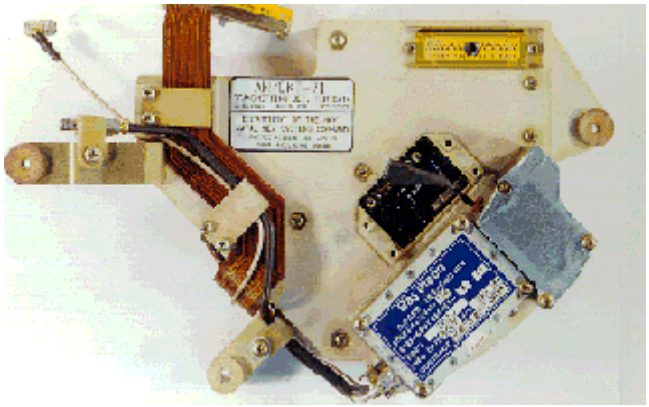


Foto 3.21.D. – O módulo de telemetria AN/DKT-71 para o míssel padrão (SM-2, Block 4).

Módulo de telemetria AN/DKT-74 AMRAAM

Esta é a *foto (3.21.E.)* do módulo de telemetria AN/DKT-74 para o *Advance Medium Range Air-Air Missile* (AMRAAM). Ele é basicamente um módulo de telemetria PCM de 1,8 Mbps, encriptador. Ele tem um transmissor de 2 W na banda S. Ele necessita de 0,750 A da bateria do míssil, e pesa menos de 1 lb.

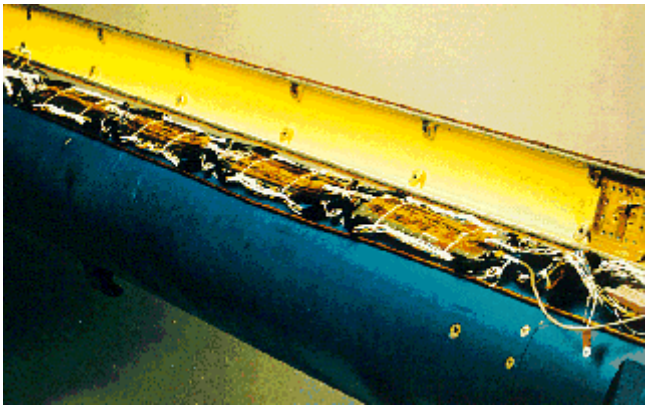


Foto 3.21.E. – O módulo de telemetria AN/DKT-74 para o Advance Medium Range Air-Air Missile (AMRAAM).

Módulo de telemetria AN/DKT-78 Sparrow (AIM-7R)

Esta é a *foto (3.21.F.)* do módulo de telemetria AN/DKT-78 para o míssil AIM-7R Sparrow. Ele é basicamente um módulo de telemetria PCM com dois *streams*, um de 2,3 Mbps e outro de 1,9 Mbps. Cada saída tem um transmissor de 2 W na banda S. Pesa cerca de 85 lbs.

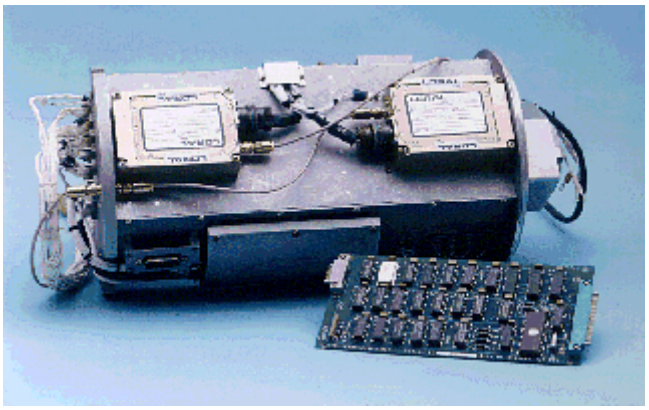


Foto 3.21.F. – O módulo de telemetria AN/DKT-78 para o míssil AIM-7R Sparrow.

Módulo de telemetria AN/DKT-79 SLAM

Esta é a *foto (3.21.G.)* do módulo de telemetria AN/DKT-79 para o *Standoff Land Attack Missile* (SLAM). Ele é basicamente um módulo de telemetria PCM de 320 Kbps, encriptador. Ele tem um transmissor de 5 W na banda S.

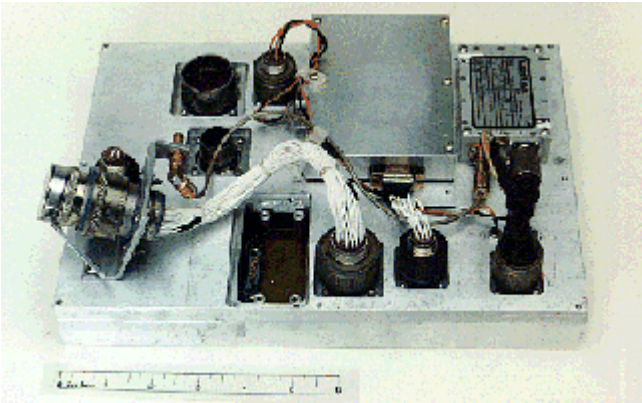


Foto 3.21.G. – O módulo de telemetria AN/DKT-79 para o Standoff Land Attack Missile (SLAM).

Módulo de telemetria para o ICBM Peacekeeper

Este pacote de telemetria para o Peacekeeper consiste de uma montagem chamado de *Instrumentation Flight Safety System Truss Assembly* ou abreviado como ITA. O ITA quase equivale a um estágio do míssel, mas fica no lugar da ogiva do veículo de reentrada (RV) Mark 21, o que poderia ser a posição 10 do veículo pós combustor do ICBM.

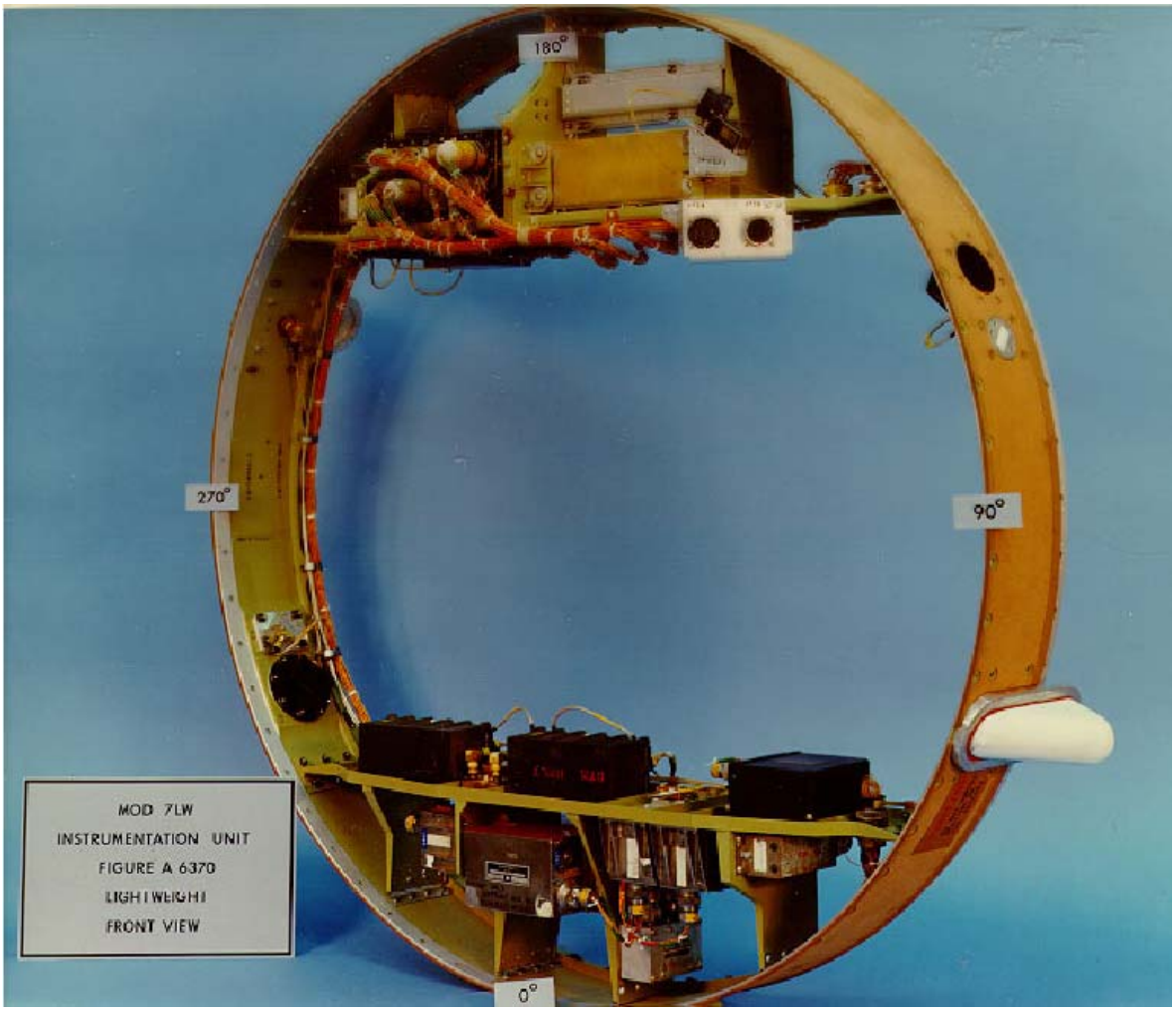


Foto 3.21.H. – Pacote de telemetria para o ICBM Peacekeeper.

<u>Hardened Subminiature Telemetry and Sensor System (HSTSS)</u>

O programa *Hardened Subminiature Telemetry and Sensor System (HSTSS)* da NASA está identificando, desenvolvendo e validando tecnologias microeletrônicas baratas e robustas para incorporação em sistemas de telemetria e instrumentação para serem usados em ambientes insalubres em aplicações como pequenos mísseis e munições lançadas de armas. A qualificação pelo HSTSS de componentes de novas tecnologias e componentes *Commercial Off The Shelf* (COTS) no estado-da-arte irá levar a diagnósticos baratos e confiáveis necessário ao sucesso do desenvolvimento, aplicação e manutenção dos sistemas de armas modernos.

Na medida em que as armas inteligentes (munições e mísseis) se tornam mais complexas, é necessário obter dados críticos suficientes do ciclo de vida de uma munição para completar com êxito o desenvolvimento, diagnóstico, treinamento e aplicações táticas. A caracterização aerodinâmica dos projéteis, avaliação dos sistemas de guiagem e manobra são exemplos de

instrumentações necessárias. Medidas precisas da orientação do projétil por sensores fixos no corpo contribuirá significativamente para o desenvolvimento de projéteis, foguetes, e sistemas de armas e para a diagnose de falhas em sistemas existentes. Instrumentação de bordo permanente (embutida) é um caminho lógico para os desenvolvedores de munição seguirem, porém ainda é freqüente que sistemas sob encomenda sejam desenvolvidos para propósitos de teste. Sensores COTS, condicionadores de sinal, dispositivos de aquisição, e dispositivos de telemetria que sobrevivem a cargas mecânicas tiveram um impacto significante em uma gama extensiva de sistemas militares. Hoje, porém, a implementação de COTS têm sido um processo de integração problemático de sensores e de telemetria em sistemas de munição já altamente densos.

A tecnologias HSTSS ultrapassa todos os elementos de um sistema de telemetria tradicional para mísseis e munições (*diagrama em blocos 3.21.*). Os componentes inclusos são sensores, *chipsets* de aquisição de dados (condicionamento de sinais, multiplexação e codificação) (*foto 3.21.I.*), transmissores de telemetria (*foto 3.21.J.*), antenas, tecnologias de empacotamento eletrônico de alto-g/alta densidade, e fontes de energia. Estes dispoditivos estão disponíveis em módulos, em CIs ou em montagens expostas. As tecnologias HSTSS irão prover rápida prototipagem de sistemas de instrumentação para munições que necessitem medir dados durante um programa de teste.

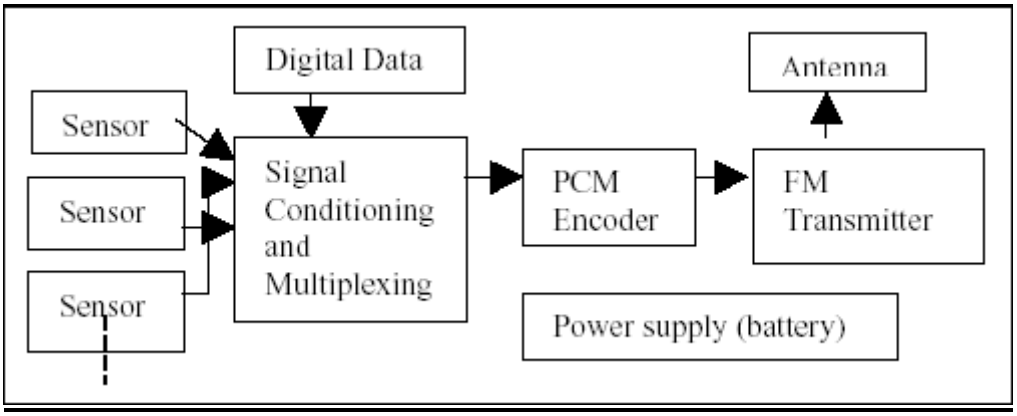


Diagrama em Blocos 3.21. – Sistema de telemetria PCM/FM embutido em um pacote HSTSS.

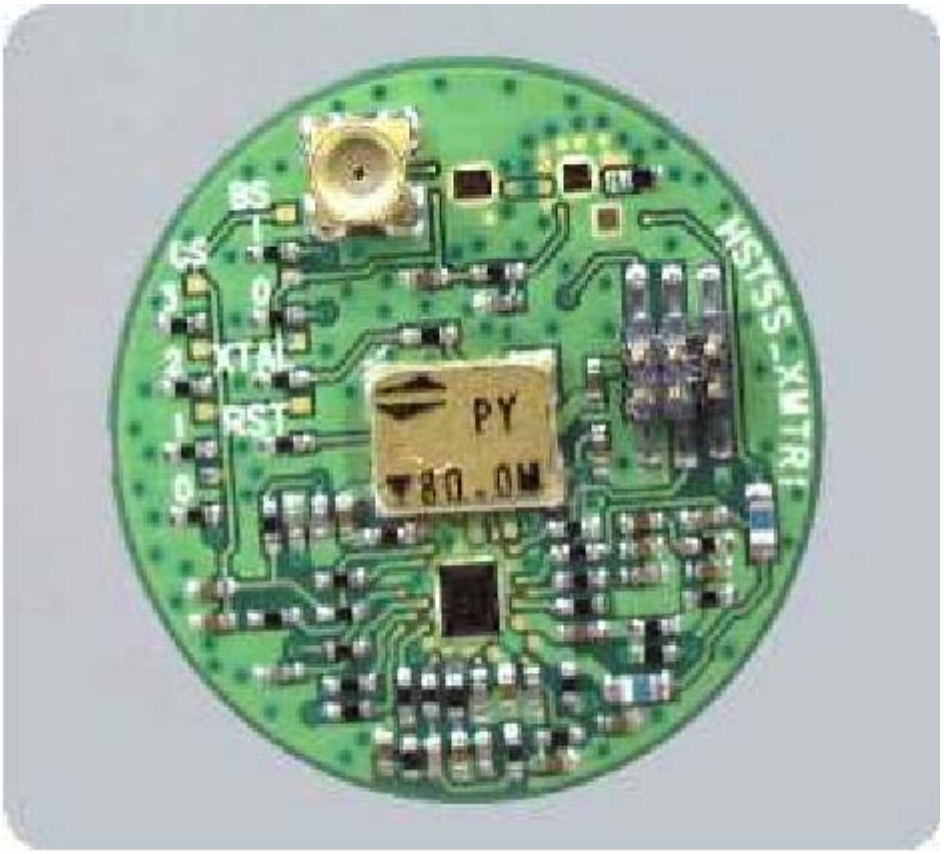


Foto 3.21.I. – Módulo de transmissão com a tecnologia HSTSS.

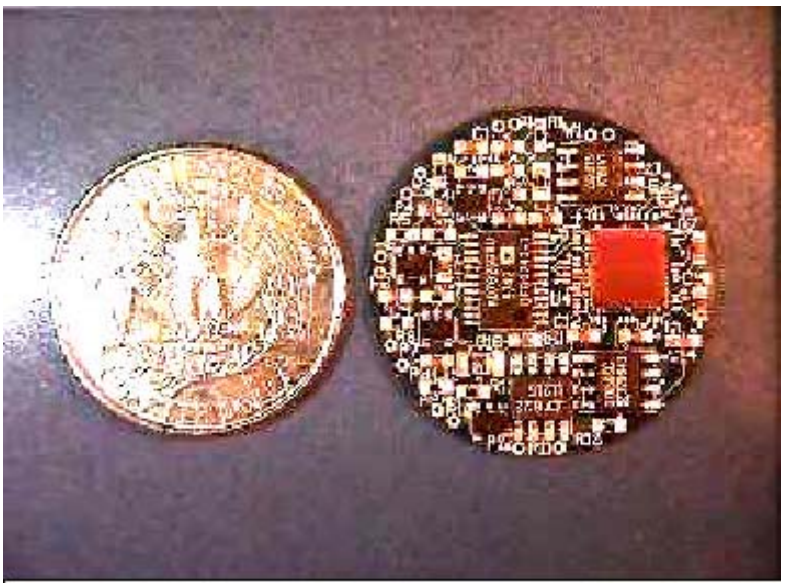


Foto 3.21.J. – Codificador PCM HSTSS.

Para ser efetiva, a tecnologia HSTSS têm que permitir que a instrumentação a bordo sobreviva e opere nos ambientes severos que os sistemas de armas experimentam durante o lançamento, vôo, e impacto. A configuração de HSTSS mais extrema voada até hoje suportou o

teste de munições de fogo (*foto 3.21.K.* e *foto 3.21.L.*), exigindo que o sistema coubesse dentro de uma peça da munição de 1 polegada cúbica, e resistisse a acelerações de mais de 65000 gs.

Foto 3.21.K. – Um sistema de telemetria completo, instalado em uma peça de munição.

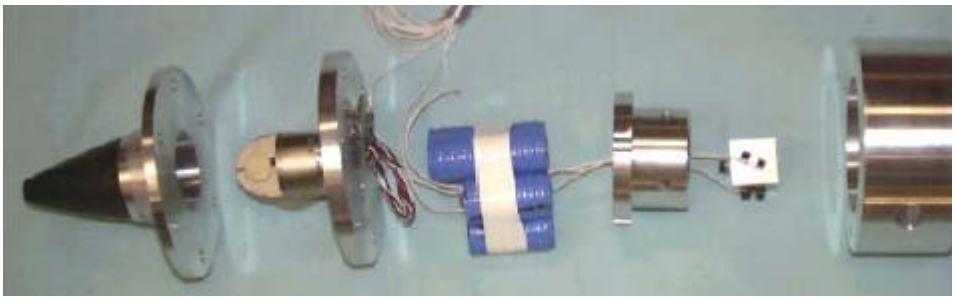


Foto 3.21.L. – Montagem do pacote eletrônico de um sistema de telemtria em um cartucho de grande calibre.

4. Recepção

4.1. Subsistema de recepção

Este capítulo irá explorar o subsistema de recepção em mais detalhes. Lembre que o subsistema de recepção é a porção do sistema de telemetria que está normalmente localizada no solo. O subsistema de recepção é caracterizado pela grande antena parabólica e uma quantia grande de equipamentos de recepção, gravação e processamento. A *foto 4.1.* é de uma antena Canoga da base da Força Áerea dos EUA de Vandenberg. Esta antena tem um refletor parabólico de 8 pés com um alimentador polarizado duplo instalado em um pedestal. A antena tem um alimentador polarizado circular, duplo, provendo polarização circular direita e esquerda simultâneamente, e a capacidade de receber sinais de telemetria na faixa de 2200 a 2300 MHz de freqüência.

Este capítulo irá introduzir os vários aspectos de uma estação de terra típica. Isto irá incluir a grande antena parabólica no solo, e os conceitos de relação sinal-ruído (S/R) e taxa de erro dos bits (BER). Irá descrever o receptor de telemetria, e sua figura de ruído associada. Também irá introduzir o combinador de diversidade, *bit synchronizer*, *frame synchronizer*, demultiplexador, decomutador, processador de telemetria, etiquetador de tempo e o conversor de unidade de engenharia. E finalmente será introduzida a noção de retransmissão de dados e latência de dados.

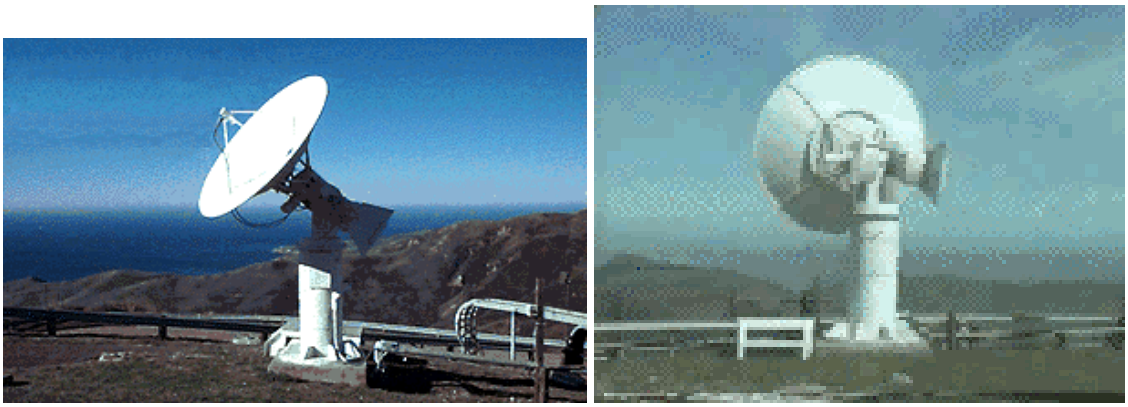


Foto 4.1. – Uma pequena antena para uma estação de terra em uma área de testes.

Estação de terra

Este é o *diagrama em blocos (4.1.)* de uma estação de terra típica. Consiste em uma antena parabólica grande que pode incluir um amplificador de baixo ruído (LNA) ou outro pré-

amplificador na antena. Então usa um receptor de telemetria para recuperar o sinal de banda base da modulação. Um demultiplexador é usado para fazer a sincronização de bit e de *frame* e para separar os valores individuais dos sensores. Então um processador é usado para fazer a conversão de unidade de engenharia e preparar os dados para os mostradores. O processador também cuida das funções de controle e apontamento da antena, receptor e demultiplexador. Os mostradores apresentam a informação de telemetria aos analistas de telemetria, engenheiros de ensaio em vôo, oficiais de segurança, e outros. Esta figura ainda ilustra o fato de que os dados crus podem ser gravados fora do receptor, do demultiplexador ou do processador de dados. Isto constitui a essência de uma estação de terra de telemetria.

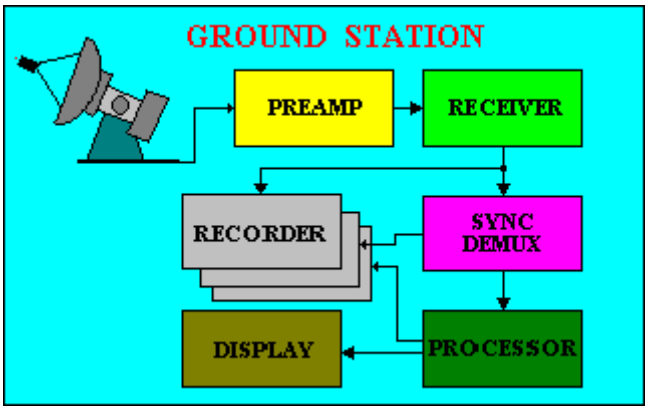


Diagrama em Blocos 4.1. – Configuração típica de uma estação de solo para telemetria.

4.2. Antena de recepção

Como mencionado anteriormente, a antena usada no local de recepção normalmente é fisicamente grande, de ganho alto, e de prato parabólico. Elas variam em tamanho de 3 ft de diâmetro para antenas de sistemas de telemetria móveis até a antenas de 80 ft de diâmetro usadas para receber dados de telemetria de mísseis balísticos a distâncias de até 1000 milhas. As antenas típicas de locais de recepção fixos estão na faixa de 8 ft a 30 ft. O *gráfico 4.2.* descreve as equações de ganho e de largura de feixe para antenas parabólicas. Note que o ganho aumenta na proporção do quadrado do diâmetro da antena em comprimentos de onda, e a largura de feixe diminui com o diâmetro da antena em comprimentos de onda.

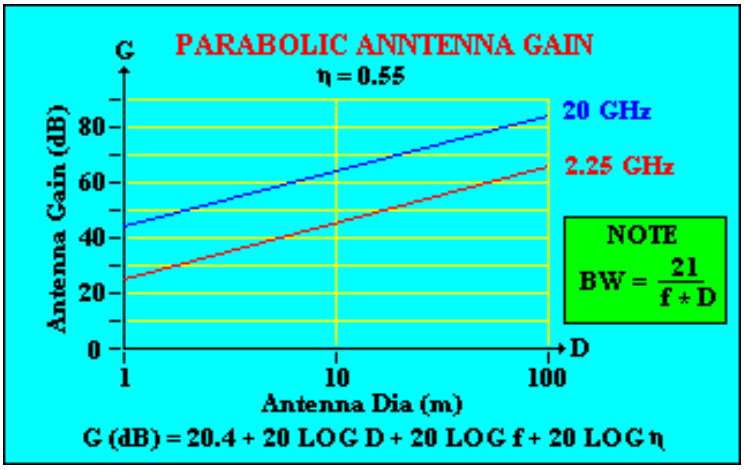


Gráfico 4.2. – Equações de ganho e lergura de feixe para antenas parabólicas.

O alimentador da antena é normalmente colocado no foco da parábola. O alimentador da antena detecta a energia de RF incidente e gera uma tensão proporcional para aquela energia. Geralmente é incorporado um amplificador de baixo ruído (LNA) no alimentador para melhorar o sinal recebido sem somar ruído ao sinal. A intenção é ampliar o sinal antes que seja contaminado mais adiante com ruído. O LNA deve ser colocado tão perto do alimentador da antena quanto possível.

As antenas geralmente são caracterizadas por um termo chamado G/T que é pronunciado G sobre T. O G/T é a relação do ganho da antena à temperatura de ruído equivalente em graus Kelvin. Em dB, o G/T pode ser calculado como:

G/T = Ganho da antena (dB) - 10 log (temperatura de ruído equivalente)

Quanto mais sensível a antena/*front-end*, maior seu G/T. Levando em conta ambos o ganho da antena e sua temperatura de ruído equivalente, pode ser feita uma comparação melhor das antenas. Assim a comparação do tamanho de uma antena versos outra pode não contar toda a história porque pode ter-se um LNA melhor instalado que dá um G/T de sistema mais alto, até mesmo com um prato de diâmetro menor. O G/T para a antena também é muito útil em análise de enlace de telemetria que será discutida depois. O LNA mencionado acima é muito importante para a determinação do G/T. As características de um bom LNA pedem por um ganho alto e baixa figura de ruído ou temperatura de ruído equivalente. Um LNA de ganho alto efetivamente abaixa a temperatura de ruído equivalente para o sistema inteiro antena/*front-end* quando suas características são cascateadas com as da antena e outros componentes do *front-end*,

minimizando as suas contribuições ao ruído e a saturação é evitada. Deve-se ter cuidado em selecionar o LNA para evitar ponto de intercepção de terceira ordem e problemas de ponto de compressão de 1 dB.

Em alguns casos, um *downconverter* pode ser instalado na antena para transladar o sinal de telemetria da banda S ou L para uma freqüência mais baixa. Isto deve ser feito se a antena estiver a uma boa distância dos receptores para reduzir a perda por atenuação no cabo que conecta os dois. Outro modo de evitar este problema de perda é usar fibras ópticas para guiar os sinais.

A polarização da antena já foi mencionada. Os alimentadores típicos nas antenas de recepção são projetados para receber simultâneamente as polarizações circulares à direita e à esquerda. Ambas as polarizações são enviadas ao receptor e daí para um combinador de diversidade.

Antenas

A *foto 4.2.B.* é uma vista externa da entrada da Estação Pillar Point da Força Áerea dos EUA. A grande antena de telemetria de 80 ft é mostrada na foto, e a antena de 40 ft está escondida atrás dela. Estas duas antenas podem rastrear o mesmo objeto ou dois objetos diferentes se necessário.

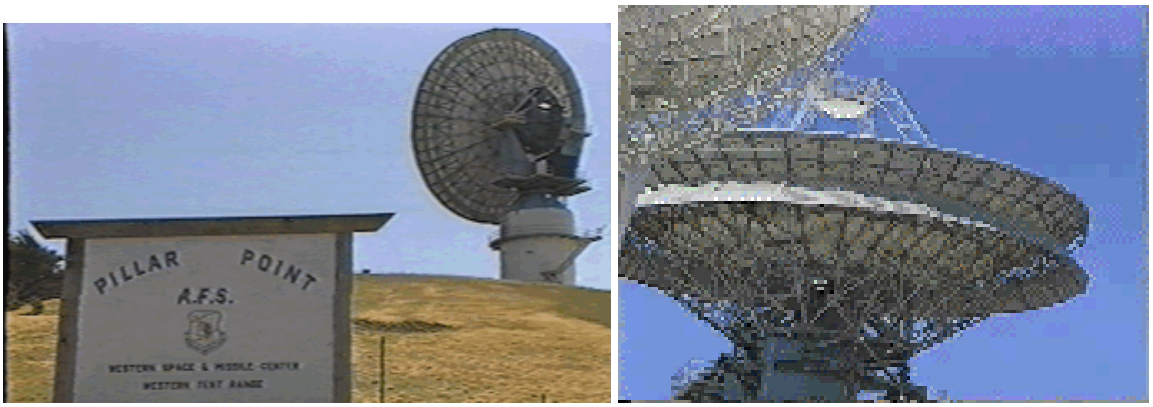


Foto 4.2.A. – Vista externa da entrada da Estação Pillar Point da Força Áerea do EUA.

A seguir estão outros exemplos de antenas receptoras:

Fotos 4.2.B. – Antenas de eixo duplo, com controle de azimute e elevação. Usadas quando o veículo está próximo. Estas antenas são fabricadas pela TCS (Telemetry & Communications System Inc.).

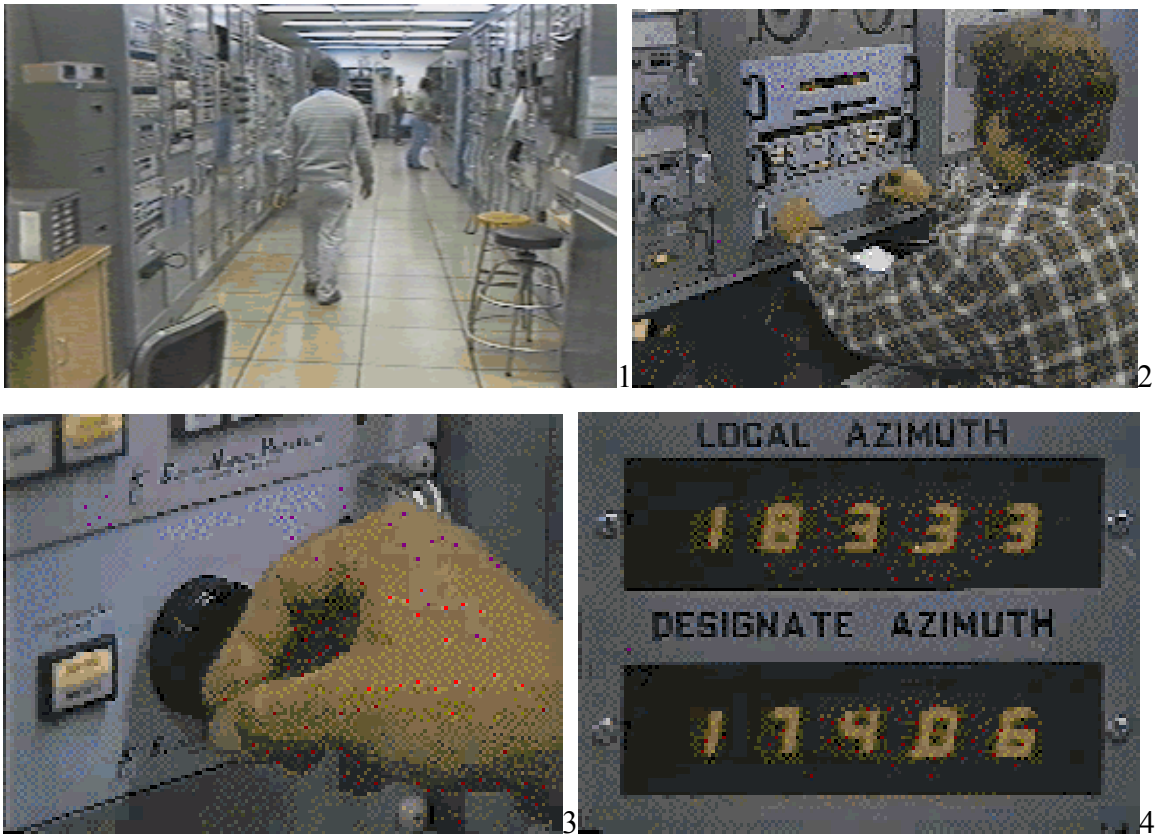
Fotos 4.2.C. – Antenas de eixo simples, com somente controle de azimute. Usadas quando o veículo está próximo da linha do horizonte.

Foto 4.2.D. – Uma antena restreadora de prótons usada pela Boeing.

Foto 4.2.E. – Uma típica antena de recepção de alto ganho usada nas áreas de teste.

Controle da antena

A *sequência de fotos 4.2.* mostra o interior da estação receptora de telemetria em Pillar Point. Esta estação tem duas antenas grandes. Este grande conjunto de equipamentos montados em armários são típicos de grandes estações receptoras de telemetria dos anos 70 e 80. Estes equipamentos darão lugar a sistemas muito mais compactos no futuro.



Sequência de Fotos 4.2. – Operador usando funções do ACU para apontar a antena a um lugar predeterminado no espaço.

Pode-se ver o operador configurando funções para apontar a antena a um lugar predeterminado no espaço. Já que a largura de feixe de uma antena de telemetria é muito pequena, o uso de uma designação pode ajudar para que os dados sejam adquiridos. Uma vez que o dado seja adquirido, a antena entrará no modo de auto-rastreamento.

Outro exemplo de ACU (*Antenna Control Unit*) é mostrado na *foto 4.2.E.*:

Foto 4.2.E. – Uma unidade de controle de antena de dois eixos.

Amplificador de baixo ruído

A *foto 4.2.C.* é um exemplo de amplificador de baixo ruído (*Low Noise Amplifier*, LNA). O propósito do LNA é ampliar o sinal de telemetria fraco no primeiro ponto de recepção. Como neste exemplo de um alimentador de um Sistema de Microondas de Radiodifusão (BMS), o LNA fica normalmente situado no alimentador da antena, e é projetado para ampliar o sinal no ponto de recepção, sem somar apreciavelmente ruído. É comum resfriar o LNA e restringir a largura de banda no *front-end* como meios de reduzir o ruído. Um transistor de efeito de campo (GaAsFET) de temperatura de ruído extremamente baixa e de gálio-arsênio é tipicamente usado como dispositivo ativo no LNA. Um alimentador de antena corretamente projetado pode estabelecer uma boa relação sinal-ruído (S/R) para o sistema de telemetria no ponto de recepção. Depois disso tanto o sinal quanto o ruído são amplificados, assim o S/R permanece o mesmo. A montagem da antena é freqüentemente avaliada com o G/T onde G é o ganho efetivo da antena e T é a temperatura de ruído efetiva do LNA no alimentador da antena.

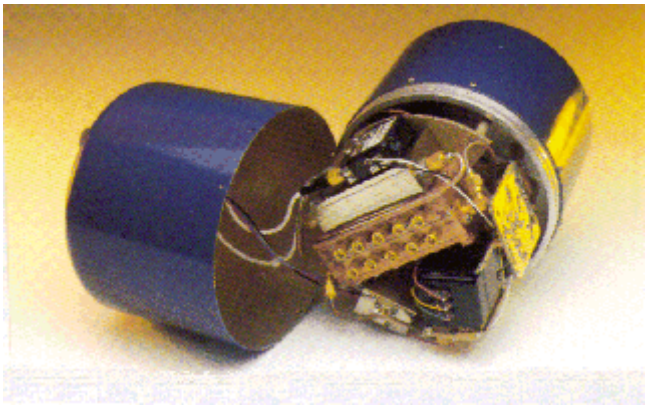


Foto 4.2.C. – Exemplo de um amplificador de baixo ruído (LNA).

4.3. Relação sinal-ruído

A rede de antenas, cascateada com os estágios de *front-end*, constitui um sistema do qual a potência, sinal e ruído, fluem para o receptor. A qualidade da recepção da informação depende da relação sinal-ruído (S/R) no demodulador, que por sua vez depende do S/R da antena. Uma antena direcional, apontada em uma direção arbitrária, terá algum nível de ruído ambiente mensurável a sua saída. Se a antena for apontada para longe do sol, terá uma saída de ruído diferente do que se fosse apontado a uma porção do céu perto do sol ou alguma fonte de ruído terrestre, como uma cidade. A energia de ruído é mais baixa para o céu frio (longe do sol). A antena e estágios de *front-end* também acrescentam ruído a este ruído ambiente em proporção

direta à temperatura de ruído equivalente do *front-end*, o T da relação G/T mencionada previamente. Para que o sistema de telemetria extraia as informações de medida do sinal recebido, uma certa relação sinal-ruído deve ser estabelecida e deve ser mantida. O S/R normalmente é expresso em dB e S/Rs de 20dB e 50dB refletiriam relações numéricas de potência de sinal e de potência de ruído respectivamente de 100 e 100000 (*figura 4.3.*). Vários fatores contribuem para determinar esta relação e uma discussão completa é contida na seção de análise de enlace deste estudo. Com a modulação apropriada e códigos de correção de erros, é possível adquirir dados de telemetria bons com um S/R de 4 dB, mas os projetistas freqüentemente pedem 12 dB de S/R.

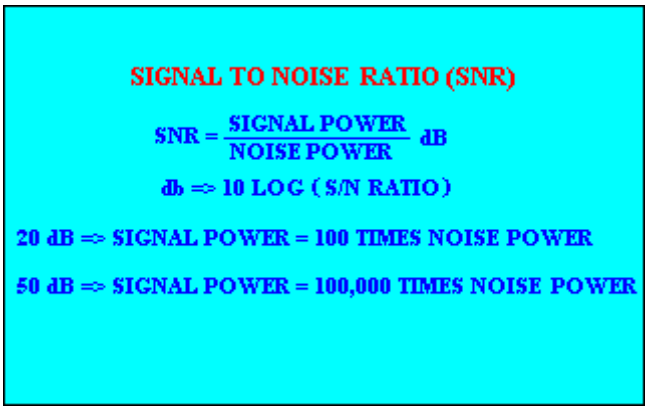
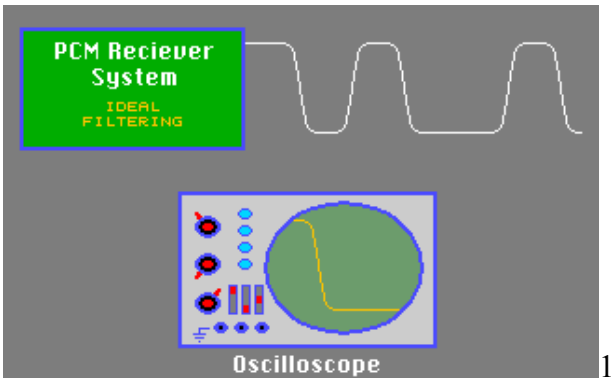
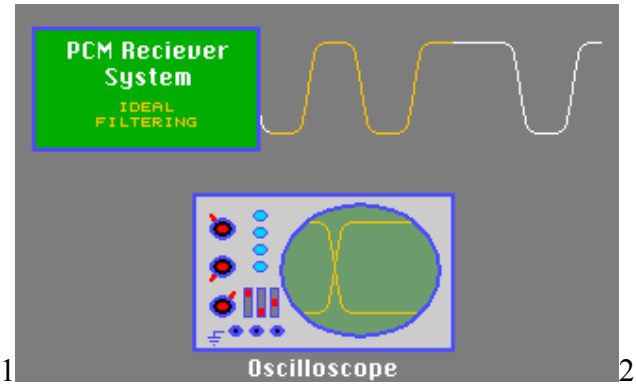


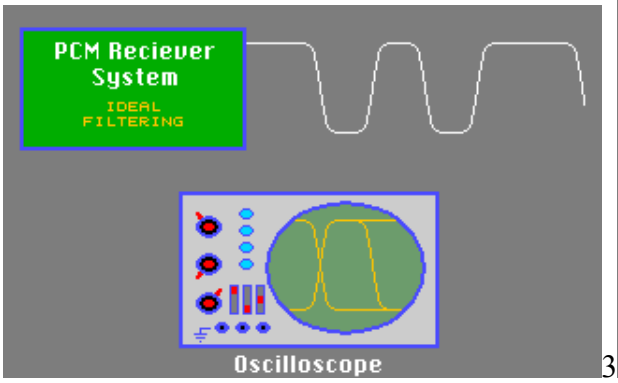
Figura 4.3. – O S/R é normalmente expresso em dB.

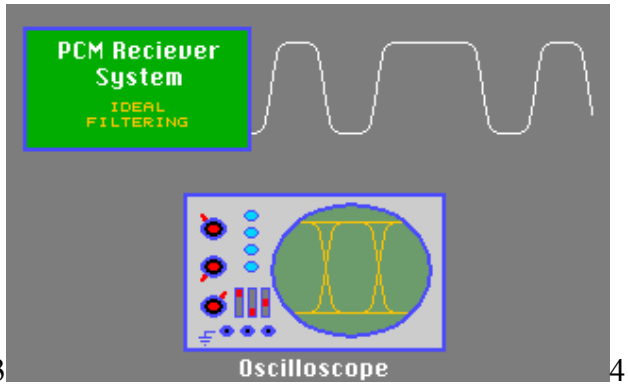
4.3.1. Contorno de olho

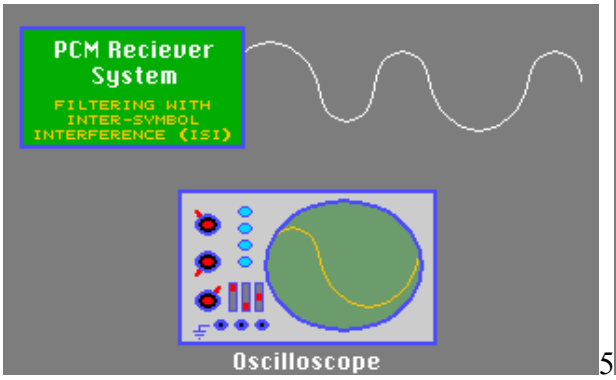
Um método simplista para observar a relação sinal-ruído é representada no contorno de olho. Um contorno de olho é observado quando se vê a forma de onda PCM recebida em um osciloscópio. O nome vem do fato que a a forma de onda no osciloscópio se assemelha à forma do olho humano. Se o olho está aberto e bem definido a relação sinal-ruído é boa e o sinal é útil. Se o ruído é grande com respeito ao sinal, já que é difícil distinguir o olho, a confiança do sinal é suspeitosa. O olho pode ser fechado por ruído ou interferência intersimbolica (ISI), e significa que pode haver erros de bit na saída. A *sequência de figuras 4.3.1.* ilustra a forma de onda PCM e o contorno de olho para o filtro ideal e para o filtro ISI. Lembre-se que se o olho não está bem definido e aberto o S/R não é grande o bastante para produzir uma baixa taxa de erro de bits.

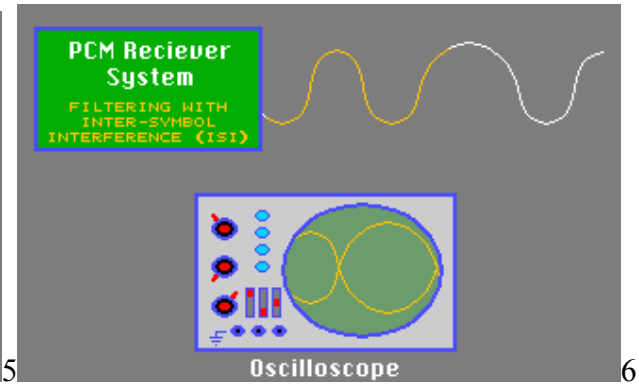

PCM Reciever System
IDEAL FILTERING
Oscilloscope
1

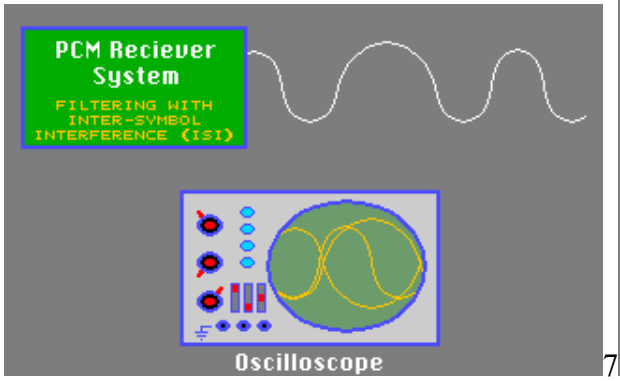

PCM Reciever System
IDEAL FILTERING
Oscilloscope
2

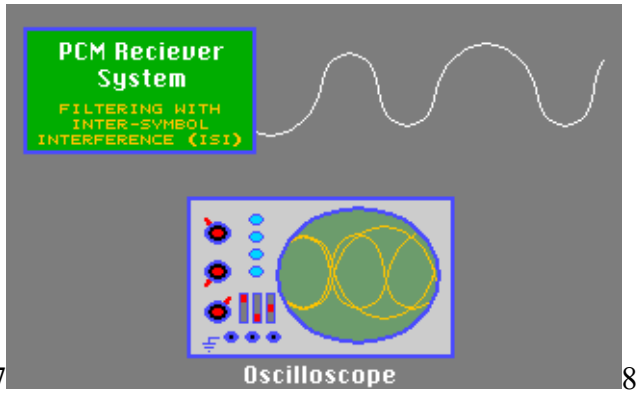

PCM Reciever System
IDEAL FILTERING
Oscilloscope
3

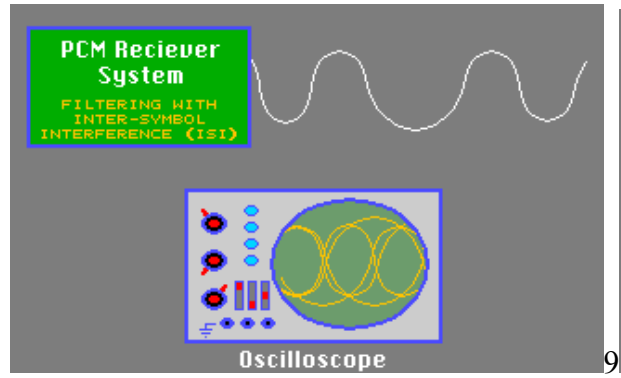

PCM Reciever System
IDEAL FILTERING
Oscilloscope
4


PCM Reciever System
FILTERING WITH INTER-SYMBOL INTERFERENCE (ISI)
Oscilloscope
5

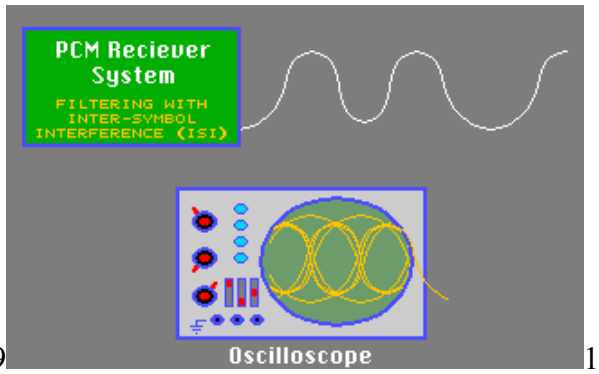

PCM Reciever System
FILTERING WITH INTER-SYMBOL INTERFERENCE (ISI)
Oscilloscope
6


PCM Reciever System
FILTERING WITH INTER-SYMBOL INTERFERENCE (ISI)
Oscilloscope
7

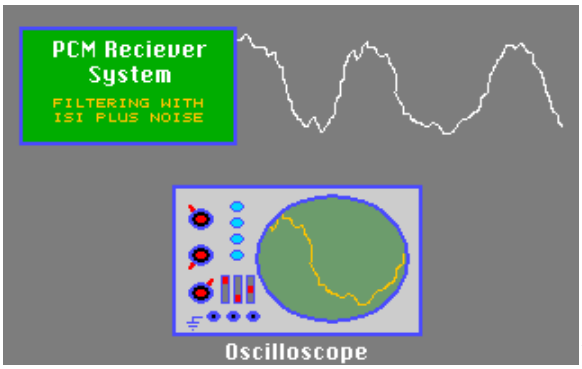

PCM Reciever System
FILTERING WITH INTER-SYMBOL INTERFERENCE (ISI)
Oscilloscope
8



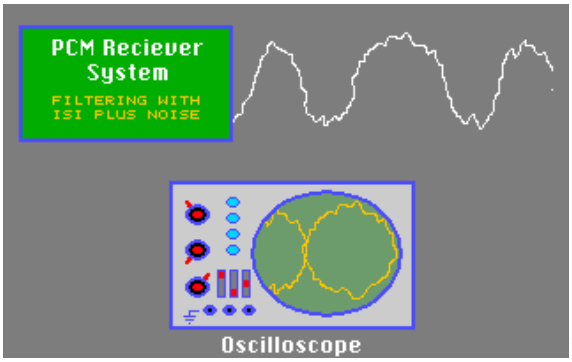
9



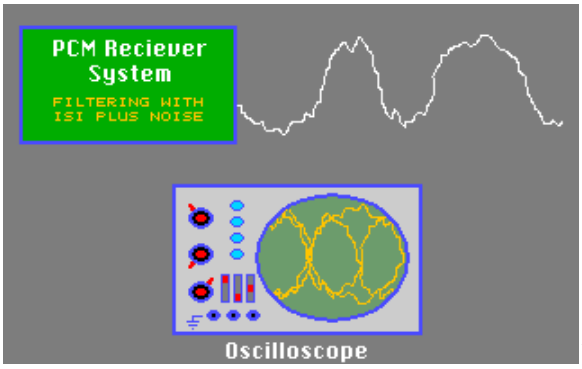
10



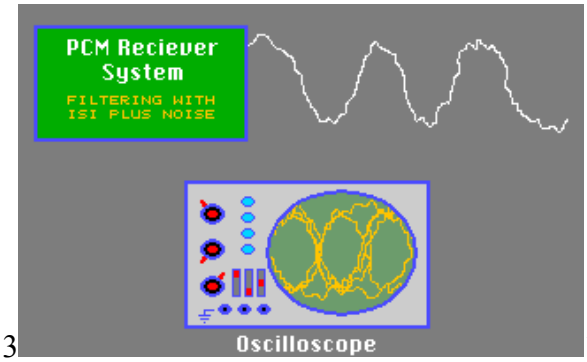
11



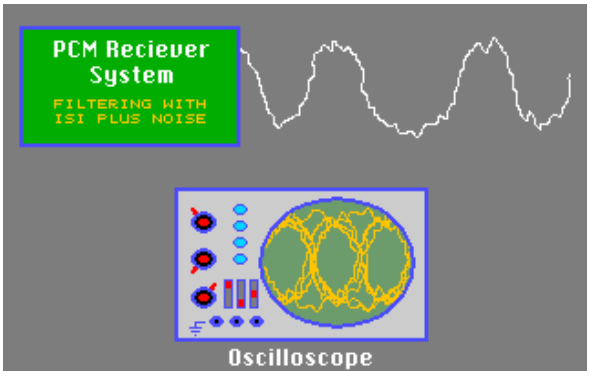
12



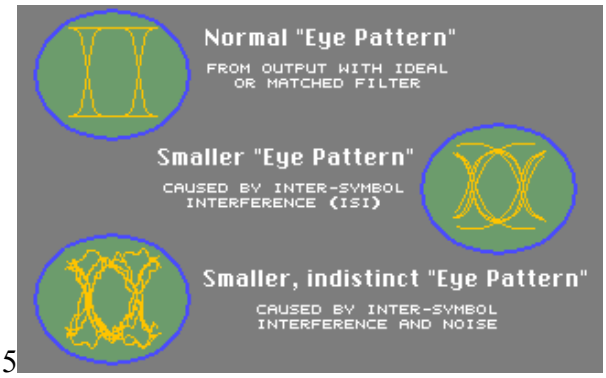
13



14



15



16

Sequência de Figuras 4.3.1. – Forma de onda PCM e o padrão visual para filtragem ideal e para filtragem com ISI.

A *figura 4.3.1.* mostra como um contorno de olho é gerado para uma forma de onda PCM. Na prática, é visto simplesmente observando a forma de onda PCM em um osciloscópio. Note que a forma de onda PCM poderia ter qualquer número de sucessivos “1s” e “0s” e geralmente não será uma forma de onda repetitiva, já que os dados PCM seguramente estão mudando com o tempo. O ponto ótimo para amostar o valor binário de qualquer intervalo de tempo lógico, Tb, é em Tb/2, como mostrado. Este ponto ideal está ao centro do contorno de olho. Para o sinal excepcionalmente limpo mostrado ao topo, o olho é largamente aberto e há pequeno ruído nos dados. Este só seria o caso de um sinal com ótima relação sinal-ruído e filtragem ideal.

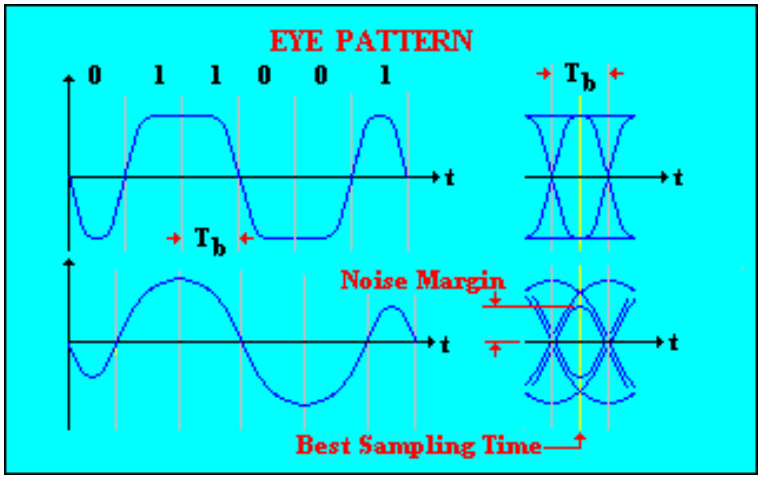


Figura 4.3.1. – Como um contorno de olho é gerado para uma forma de onda PCM.

Para o sinal na parte de baixo, o olho fechou um pouco e a margem de ruído está reduzida. Este tipo de sinal PCM é comum quando a largura de banda do sinal PCM foi reduzida por excessiva filtragem. Essa condição é chamada de interferência intersímbolica (*InterSymbol Interference*, ISI). Com a ISI, os pulsos mais estreitos são esticados em largura e reduzidos em amplitude, de forma que os pulsos que correspondem a qualquer bit “1” cobrem os espaços dos pulso adjacentes. O resultado é que o contorno de olho mostra o olho fechando conforme a filtragem vai ficando muito grande.

Se acrescenta-se também o ruído do canal ao sinal na parte de baixo da figura, pode-se perceber que todos os traços mostrados tornam-se ruidosos e o olho se torna mais fechado. Este ruído pode ser diretamente visto no contorno de olho pelos traços que ficam ruidosos. Este ruído pode também reduzir a abertura do olho e a margem de ruído associada. A seguir estão alguns contornos de olho reais para várias relações de sinal-ruído.

Relação sinal-ruído # 1

A *foto 4.3.1.A.* é um contorno de olho para um sinal que tem uma relação sinal-ruído muito ruim. O sinal analógico que é recuperado deste sistema de PCM está corrompido pelo ruído. O fato é que há um sinal presente e quem nem mesmo é discernível nesta foto. Pouco pode ser discernido sobre este sinal, exceto que ele é extremamente ruidoso. Como resultado do sinal fraco e ruído forte, este sinal poderia produzir uma probabilidade de erro de bits de só 1/10. Isto significa que um erro aconteça para uma média de cada 10 bits transmitidos. Este é um sistema de comunicações inaceitável.

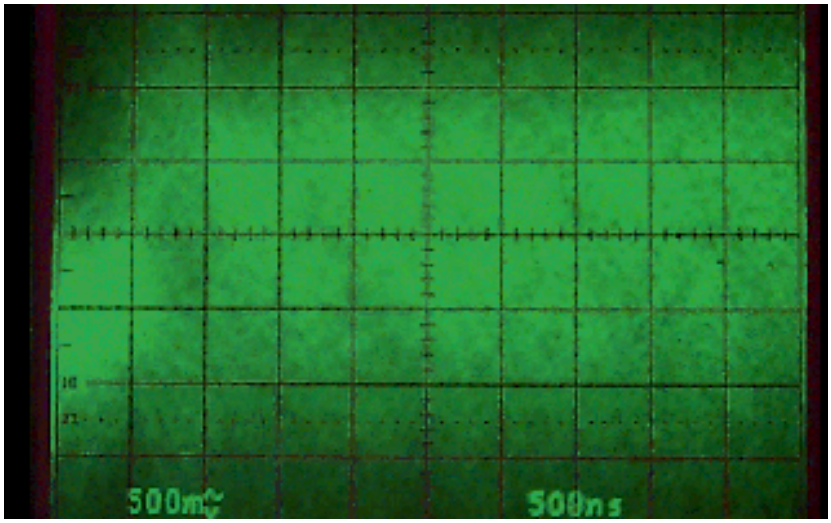


Foto 4.3.1.A. – Contorno de olho para um sinal que tem uma relação sinal-ruído muito ruim.

Relação sinal-ruído # 2

A *foto 4.3.1.B.* é o contorno de olho de um sinal PCM que tem uma probabilidade de erro de bit de 1/1.000. O contorno de olho está começando a mostrar algumas nuances, mas ainda é um sinal inaceitável para um sistema de telemetria. Se ainda mal pode-se discernir o contorno de olho, ainda tem-se um sinal inaceitável, a não ser que seja usado um código de correção de erro muito poderoso.

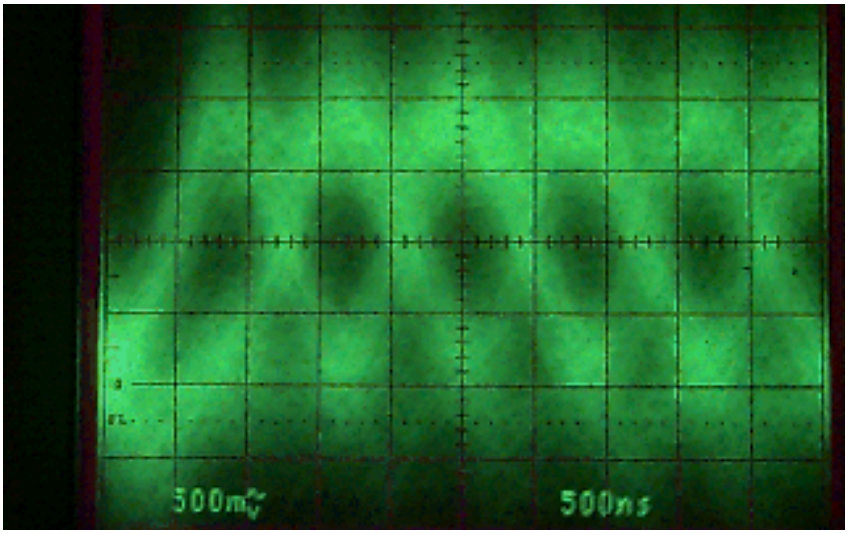


Foto 4.3.1.B. – Contorno de olho para um sinal PCM que tem uma probabilidade de erro de bit de 1/1.000.

<u>Relação sinal-ruído # 3</u>

A *foto 4.3.1.C.* é o contorno de olho de um sinal PCM aceitável que tem uma probabilidade de erro de bit de 1/100.000. Este contorno de olho mostra nuances discerníveis, e é um sinal aceitável para algumas aplicações de telemetria. Se pode-se claramente discernir o contorno de olho, então tem-se um sinal com uma relação sinal-ruído aceitável.

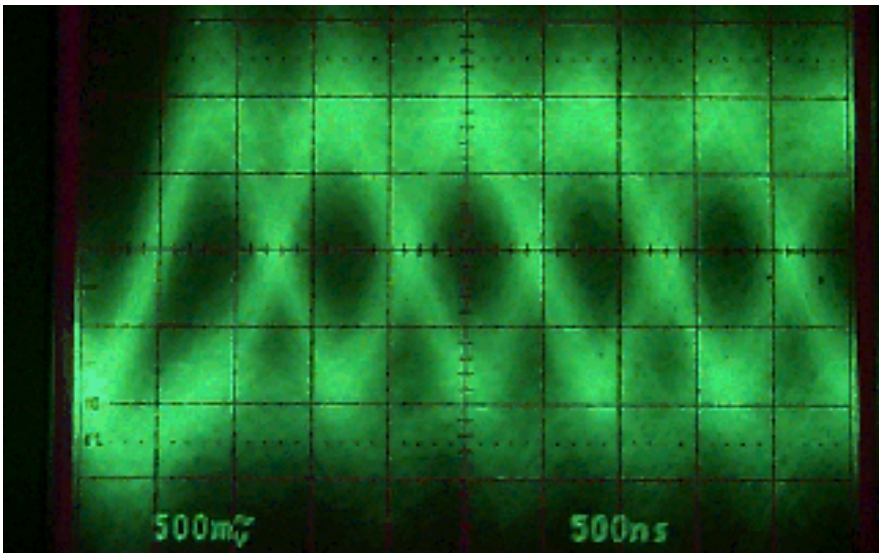


Foto 4.3.1.C. – Contorno de olho para um sinal PCM aceitável que tem uma probabilidade de erro de bit de 1/100.000.

Relação sinal-ruído # 4

A *foto 4.3.1.D.* é o contorno de olho de um sinal PCM bom que tem uma probabilidade de erro de bit de 1/10.000.000. O contorno de olho mostra nunces bem definidas, e tem uma relação sinal-ruído excelente para muitas aplicações de telemetria. Se pode-se claramente discernir todas as nuances de um contorno de olho, tem-se um sinal com excelente relação sinal-ruído. O operador do sistema de telemetria frequêntemente usa o contorno de olho para ajustar o sistema de modo a conseguir a melhor probabilidade de erro de bit possível. Este simples contorno de osciloscópio é extremamente útil ao operador do sistema de telemetria.

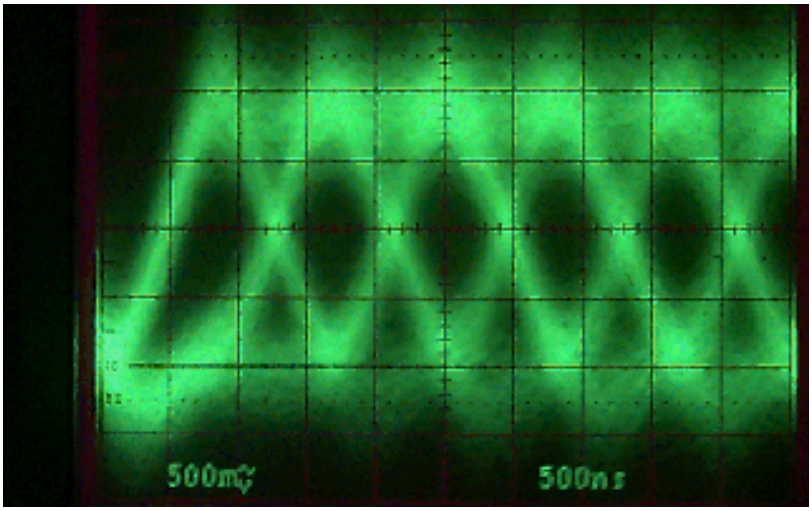


Foto 4.3.1.D. – Contorno de olho para um bom sinal PCM que tem uma probabilidade de erro de bit de 1/10.000.000.

4.4. Taxa de erro dos bits

No caso da comunicação e telemetria digitais, o termo taxa de erro de bits (*bit error rate*, BER) está definido como o número de bits com erro durante um determinado intervalo de tempo ou em um determinado número de bits. Normalmente, a probabilidade de erro de bit é mostrada versos S/R, como no *gráfico 4.4.A.* Para referência, em um sistema de PCM/FM bem-projetado que usa dados codificados em NRZ, com um desvio de pico igual a 0,35 vezes a taxa de bits e uma IF de largura de banda igual à taxa de bits, um receptor IF S/R de aproximadamente 13 dB resultará em uma probabilidade de erro de 10^{-6}. Isto é, poderia-se esperar não mais que um erro a cada milhão de bits de dados nessas condições. A relação de probabilidade de erro dos bits e S/R para outros valores também são evidentes no gráfico. Como pode ser visto, diminuíndo-se o S/R aumenta-se o BER.

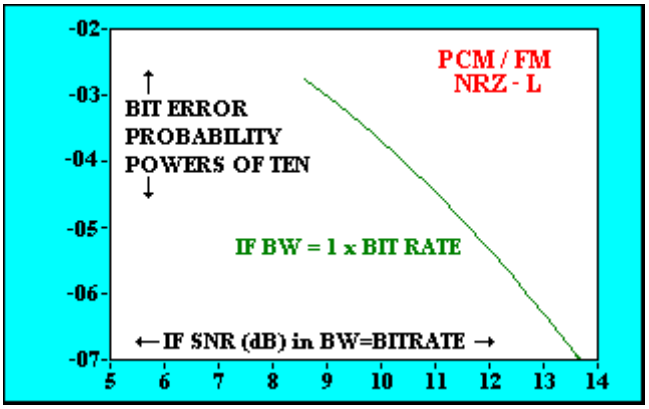


Gráfico 4.4.A. – BER versos o S/R para um sinal PCM/FM, codificado em NRZ-L.

Muitos fatores contribuem ao BER incluindo S/R, largura de banda de IF, e a codificação binária usada. Um dos testes que podem ser conduzidos em um sistema de telemetria ou comunicação envolve a medida do BER. Isto será discutido no capítulo de testes de sistemas de telemetria.

<u>Probabilidade de erro dos bits versos relação sinal-ruído e tipo de codificação</u>

O *gráfico 4.4.B.* ilustra a probabilidade de erro dos bits (*Bit Error Probability*, BEP) em função do S/R para diferentes técnicas de codificação de sinais PCM de banda base, assumindo perfeita sincronização dos bits. Como pode ser visto, o NRZ randomizado fornece o pior BEP para o mesmo S/R, mas as diferenças não são extremas. Este gráfico basicamente mostra que não há diferenças significativas no BEP para as diferentes codificações. Para conseguir um grande ganho no BEP precisa-se explorar outras técnicas de codificação ou meios de aumentar o S/R. Por outro lado, se for necessário conseguir apenas um pouco mais de desempenho de um sistema RNRZ-L com um S/R fixo, pode-se considerar mudar para o esquema NRZ-L.

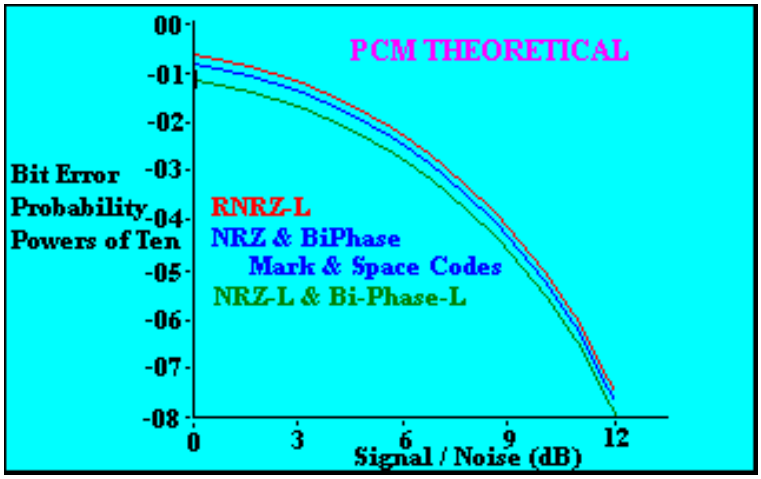


Gráfico 4.4.B. – O BEP em função do S/R para vários esquemas de codificação.

Probabilidade de erro dos bits vs. relação sinal-ruído da frequência intermediária

O *gráfico 4.4.C.* mostra o BEP em função do S/R da frequência intermediária (*Intermediate Frequency*, IF) convertida a uma largura de banda igual à taxa de bits para duas larguras de banda diferentes. Na curva superior a largura de banda da IF é 1,5 vezes a taxa de bits, e na curva inferior a largura de banda da IF é 1,0 vez a taxa de bits. A curva mostra que para a mesma potência recebida, se consegue um BEP melhorado limitando-se a largura de banda da IF à taxa de bits. Quando se aumenta a largura de banda da IF à 1,5 vezes a taxa de bits, o BEP fica pior. Note que na média o BEP fica uma década pior quando a largura de banda da IF é aumentada em 50% em relação à taxa de bits. A razão é que a largura de banda aumentada deixa mais ruído entrar, o que piora o S/R e o BEP relacionado.

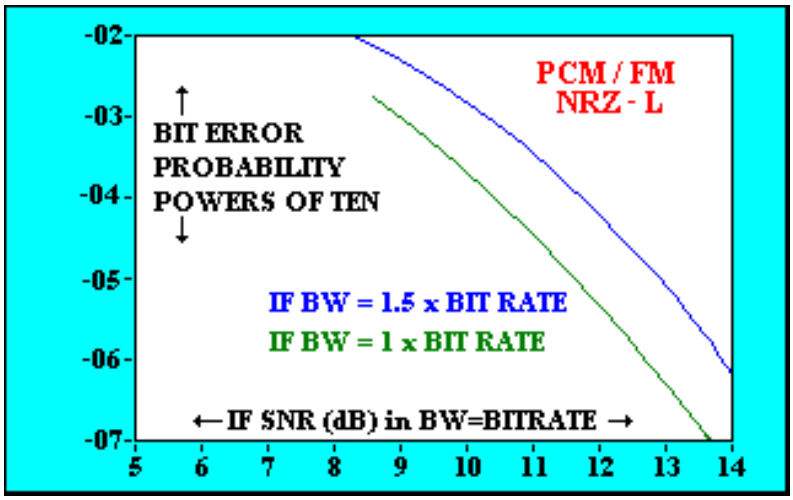


Gráfico 4.4.C. – O BEP em função do S/R da frequência intermediária.

4.5. Receptor

O receptor de telemetria típico é um receptor superheterodino como o Microdyne 1400 mostrado na *foto 4.5.A.* Inclui uma ou mais fases de freqüências intermediárias (IF) para prover o desempenho exigido. O seletor de RF geralmente é projetado para receber a banda L de 1435 a 1540 MHz ou a banda S de 2200 a 2300 MHz. O seletor de RF emprega um oscilador local para produzir uma primeira IF de aproximadamente 160 MHz. Esta freqüência varia com o fabricante do receptor e modelo. Um analisador de espectro pode examinar o conteúdo espectral desta primeira IF se desejado.

Foto 4.5.A. – O receptor Microdyne 1400.

Um segundo misturador geralmente é empregado com um segundo oscilador local para produzir uma segunda IF de cerca de 20 MHz, ou 70 MHz para receptores de banda larga, e 10 MHz para receptores mais antigos. O desempenho do receptor é maximizado na segunda IF usando-se filtros seletivos de largura de banda especificadas. A seleção do filtro deve ser larga bastante para assegurar que a portadora não fique fora da banda passante, e contudo estreita o bastante para manter o ruído a um nível aceitável. A segunda IF é seguida por um demodulador, detector ou descriminador.

A saída da terceira IF é chamada de sinal de pré-detecção ou Pre-D. Freqüentemente é gravada para pós-processamento. É uma freqüência ainda mais baixa que a segunda IF, usando outro oscilador local. Este sinal pre-D pode ser reproduzido com filtros aperfeiçoados para melhorar o S/R. Esta terceira IF também é chamada de freqüência de portadora de fita, produzida por um conversor abaixador de portadora de fita.

Após a detecção o sinal de banda base é filtrado por filtros e amplificado para produzir a banda base desejada. Esta saída consiste nos sinais multiplexados dos sensores, como eles foram fornecidos ao transmissor no dispositivo em teste. O filtro normalmente é um filtro passa-baixa selecionável. Para o PCM uma boa seleção de filtro tem uma freqüência de corte igual ou maior que a taxa de bits para o NRZ ou maior que duas vezes a taxa de bits para o *bi-phase*. Para o FM deve ser uma freqüência de corte mais alta que a mais alta freqüência de um oscilador de subportadora (SCO).

Uma tensão de controle de ganho automático (*Automatic Gain Control*, AGC) é gerada no demodulador e realimentada aos estágios de RF e IF para manter uma relativa amplitude constante na segunda saída de IF. Embora raramente usada porque degrada o desempenho em baixo S/R, uma tensão de controle de freqüência automático (*Automatic Frequency Control*,

AFC) gerada no demodulador pode ser realimentada ao segundo oscilador local para manter a freqüência de entrada do demodulador centrada corretamente para uma operação ótima. O receptor também pode incluir uma perda de sinal de portadora para indicar quando a portadora foi perdida. No caso de um sinal modulado em fase, um sinal de APC é usado.

O receptor incluirá especificações de freqüência, largura de banda, rejeição espúria, rejeição de imagem, faixa dinâmica e figura de ruído. Pode incluir uma especificação de sensibilidade sobre a força de sinal de entrada mínima permissível em microVolt.

4.5.1. Figura de ruído

Um amplificador aumentará o nível da informação e o nível de ruído do sinal aplicado na sua entrada. Porém, também contribuirá com algum ruído adicional ao sinal de saída composto. Este ruído adicional é gerado espontaneamente pelos componentes do amplificador e é chamado de ruído branco ou ruído kTB, que são aleatórios e uniformemente distribuídos pelo espectro. Os componentes do produto de kTB são:

k = constante de Boltzmanns;

T = temperatura absoluta em graus Kelvin;

B = largura de banda em Hz.

E por isso o ruído é dependente de ambas a temperatura e largura de banda.

Esta característica de amplificação é chamada de figura de ruído do dispositivo. O resultado do ruído adicionado é que o S/R que sai do dispositivo é menor que o S/R que entrou. Numericamente, o S/R_{out} é igual ao S/R_{in} dividido pela figura de ruído. Assim, a menos que a figura de ruído seja 1, o S/R é diminuído pela amplificação.

A figura de ruído é definida como: **Figura de ruído = 1 + Te/290**, como mostrado na *figura 4.5.1*. Os **290** na equação é a temperatura da fonte de entrada em graus Kelvin, a temperatura de referência padrão, e o **Te** é a temperatura de ruído efetiva do dispositivo também em graus Kelvin. A temperatura de ruído se refere à temperatura de um sistema passivo que tem uma potência de ruído kTB equivalente. Da definição pode-se ver que a figura de ruído sempre será maior que 1, a menos que **Te** seja zero. Nunca pode-se ter menos que 1. Um modo de minimizar o fator de ruído de um dispositivo é prover esfriamento ao dispositivo. Porém, um bom LNA não resfriado terá uma temperatura de ruído efetiva tão baixa quanto 80 graus Kelvin.

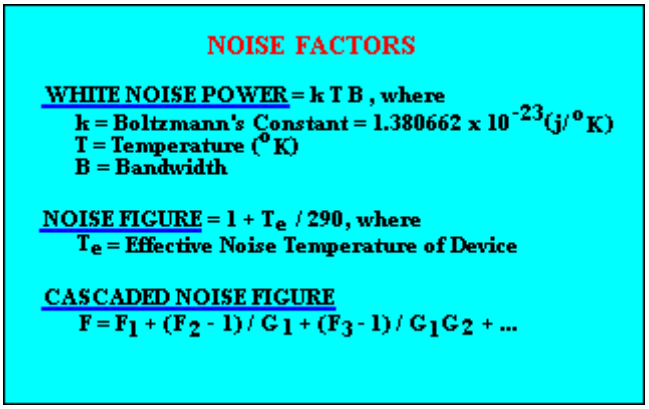


Figura 4.5.1. – Definição dos fatores de ruído.

A figura de ruído é geralmente expressa em dB. Receptores típicos têm uma figura de ruído na faixa de 6 a 10 dB. Entretanto, lembre-se que a figura de ruído do sistema de recepção é estabelecida essencialmente pela combinação da antena/LNA.

4.6. Combinador de diversidade

Como mencionado previamente, assegurando que as polarizações das antenas transmissoras e receptoras permaneçam emparelhadas para prover máxima transferência de sinal não é sempre possível. A polarização da antena do veículo de teste mudará relativamente à estação de solo quando ele manobrar e completas perdas de sinal não são incomuns. Por isto, muitos alimentadores de antena de recepção contêm elementos para receber duas polarizações, tipicamente a circular direita e a circular esquerda. Estes dois sinais são passados aos receptores e suas saídas respectivas de banda base e IF são passadas a um combinador de diversidade. O combinador usa as saídas AGC e AM dos receptores individuais com a polarização individual dos sinais para produzir um sinal combinado que é igual ou melhor que o mais forte dos sinais de polarização individual. Teoricamente, o ruído associado com cada sinal, sendo aleatório, somarão-se não coerêntemente enquanto a porção de inteligência dos sinais somarão-se coerêntemente. Isto pode produzir um sinal combinado que é cerca de 3 dB melhor que o sinal mais forte das duas polarizações. O combinador de diversidade produz um sinal de banda base combinado e um Pre-D combinado para processamento e gravação.

Na foto 4.6.A. pode-se ver o combinador de diversidade Microdyne 3220-PC.

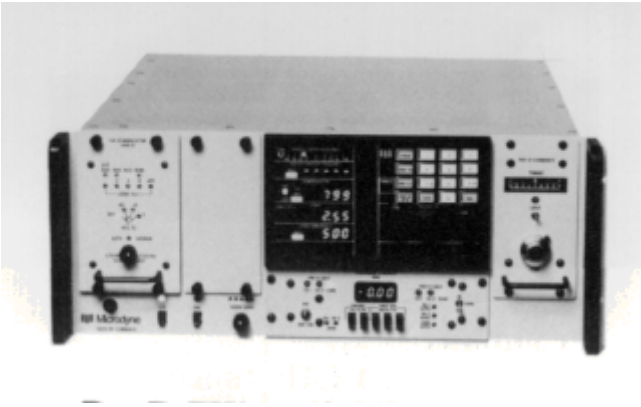


Foto 4.6.A. – O combinador de diversidade Microdyne 3220-PC.

Montagem receptor/combinador

Na *foto 4.6.B.* está um típico arranjo em armário de receptores e combinador de diversidades com dois receptores por combinador. Grandes estações de terra de telemetria podem ter muitos desses armários para acomodar muitos sinais de muitas antenas restreando muitos veículos de teste.

Foto 4.6.B. - Típico arranjo em armário de receptores e combinador de diversidade com dois receptores por combinador.

4.7. Bit synchronizer

Este é o *diagrama em blocos (4.7.)* representativo de um *bit synchronizer*, que é chamado simplesmente de *bit sync*. O PCM do receptor é ruidoso e contaminado pelo enlace de rádio. Normalmente é amplificado por uma quantia fixa e aplicado ao *bit synchronizer* como PCM cru (*raw PCM*). O *bit synchronizer* amplifica mais os dados por uma quantia variável, usando um circuito amplificador de controle de ganho automático (*Automatic Gain Control*, AGC). A

quantia de ganho é ajustada automaticamente pelo circuito de AGC para manter a entrada do filtro emparelhada em um nível de excursão relativamente constante. O filtro emparelhado é um filtro analógico convencional com características de amplitude e de fase que são emparelhadas com as que podem manter o melhor BER global para uma forma de onda esperada em particular.

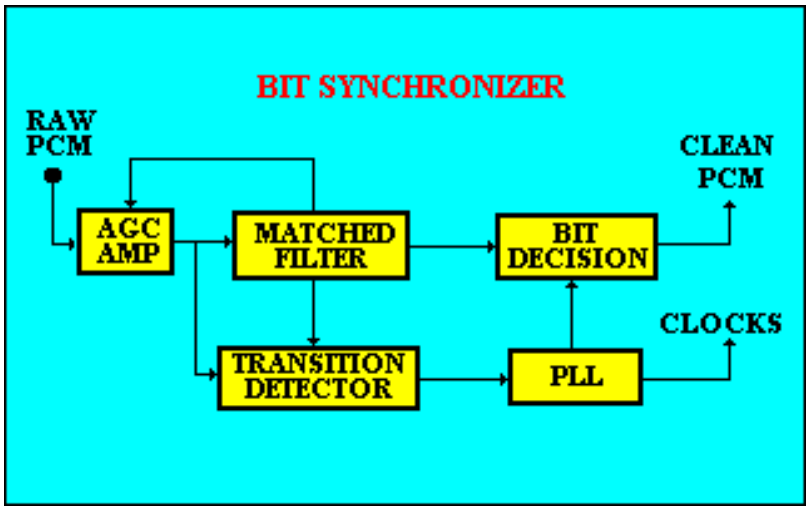


Diagrama em Blocos 4.7. – Representação de um bit synchronizer.

A saída do amplificador AGC também é fornecida a um detector de transição que produzirá um pulso de amostragem toda vez que o dado cru de entrada cruze o nível de zero. Um outro conjunto de pulsos de amostragem é derivado da saída do filtro emparelhado, que está atrasado em tempo como conseqüência da operação de filtragem. Devido à integração do pulso no filtro, a relação sinal-ruído do sinal analisado é melhor próxima ao fim do pulso que é onde a entrada crua cruzará o nível zero novamente. Conseqüentemente é desejado amostar o sinal analisado perto do fim do período de integração do pulso que é onde o cruzamento do zero cru acontece. O detector de transição usa estes dois sinais para gerar um trem de ondas. A saída do detector de transição vai a alta no momento da amostra, que está baseada no cruzamento pelo zero da entrada crua e vai a baixo no cruzamento pelo zero da entrada analisada. As transições de estado são então a entrada do *Phase Locked Loop* (PLL) que produz um sinal de *clock* de sincronização para uso em estágios subseqüentes, como o sincronismo de frames. O *Phase Locked Loop* continua correndo em sincronização com sua entrada, e sua saída é um trem de ondas contínuo que serve como *clock* para sincronismo dos bits.

O filtro emparelhado na verdade tem três saídas. Uma é relacionada para fortalecer o sinal, e é usado como sinal de realimentação para o amplificador AGC para manter a força do sinal quase constante. Outra saída filtrada é alimentada ao detector de transição para gerar

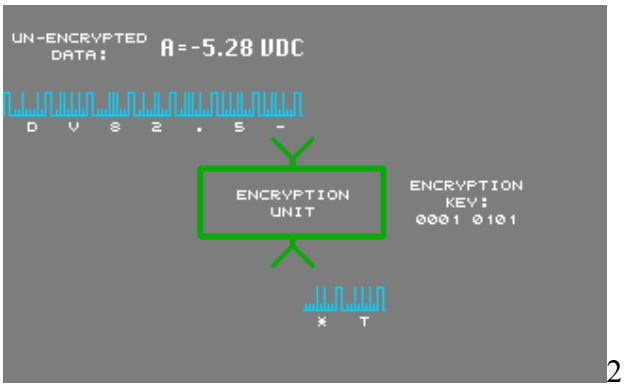
transições para manter o *Phase Locked Loop* em sincronização. Outra saída filtrada é aplicada ao circuito de decisão de bits.

O circuito de decisão de bits usa as transições positivas do *clock* saindo do *Phase Locked Loop* para amostar a forma de onda analisada saindo do filtro emparelhado em ou próximo ao fim do período de integração de pulso. Isso permite ao circuito de decisão de bits tomar decisões seguras sobre se um determinado bit é um "0" ou um "1". O sinal PCM reconstruído ou limpo é então fornecido como uma representação melhor possível do sinal que foi enviado ao solo. Este PCM limpo é então disponibilizado para a sincronização dos *frame*. A saída do *Phase Locked Loop* é um *clock* seguro que está em sincronização com os dados de PCM limpos.

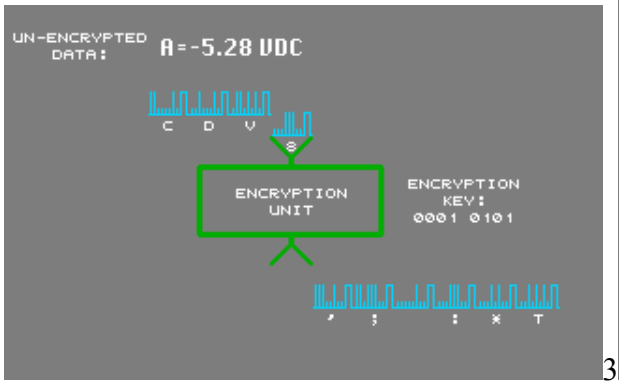
4.8. Decriptador

Se o *stream* de telemetria é PCM e foi encriptado no veículo, o sinal de banda base do *bit synchronizer* deve ser passado por um decriptador antes de ir para o demultiplexador. A mesma chave de encriptação que foi usado no veículo é novamente usada na estação de solo. A estação de solo é projetada para manter os dados pretos (seguros) encriptados fisicamente separados dos dados decifrados vermelhos (não seguros) para minimizar o comprometimento dos dados no solo. As chaves são mudadas pelo menos diariamente e são protegidas por rigorosas exigências de segurança como é também com os equipamentos usados na encriptação/decriptação. A *sequência de figuras 4.8*. é um exemplo de encriptção de dados digitais.

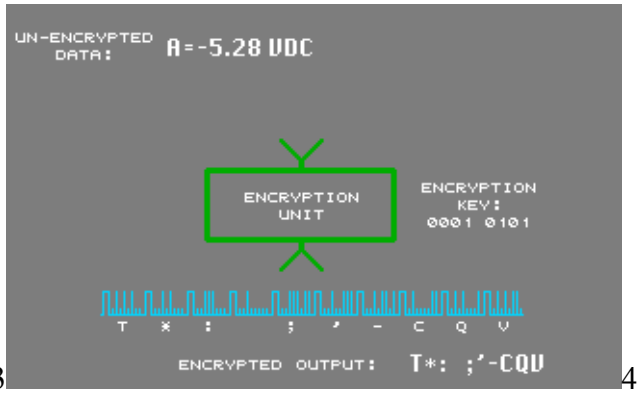
1



2



3



4

Sequência de Figuras 4.8. – Encriptação de dados digitais.

Em termos muito simplistas, o processo de encriptação/decriptação envolve a passagem dos dados por um longo *shift register*, com muitos nós de realimentação que fazem os dados ininteligíveis para qualquer um sem a chave de decriptação certa. Nem todos os dados de telemetria são segurados, e isso é geralmente feito em uma base de projeto-por-projeto. Alguns dados de ICBMs são proibido de serem encriptados por tratado.

<u>Exemplo de decriptação</u>

A *figura 4.8*. mostra o exemplo simples de uma decriptação de um único byte de um único caracter ASCII. O caracter a ser decriptado é um "T" em ASCII. A chave a ser usada diz que o caracter deve ter o seu 1º, 3º e 5º bits, começando do LSb, complementados. O caracter produzido com estes bits complementados, é o caracter em ASCII "A", que foi o caracter original encriptado com essa mesma chave. É claro que esquemas muito mais eleborados são usados na prática, mas o conceito é similar. Note que poderiam haver somente 256 chaves para este exemplo de 8 bits.

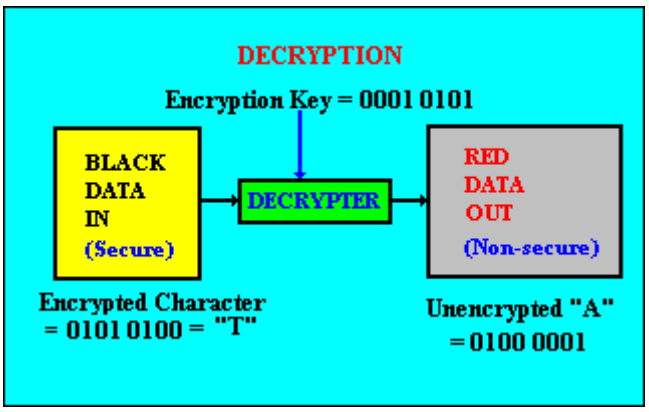
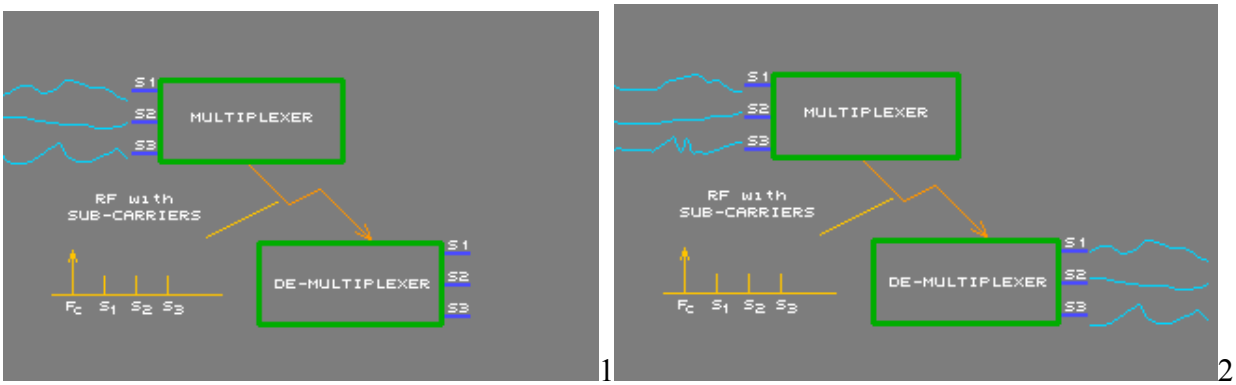


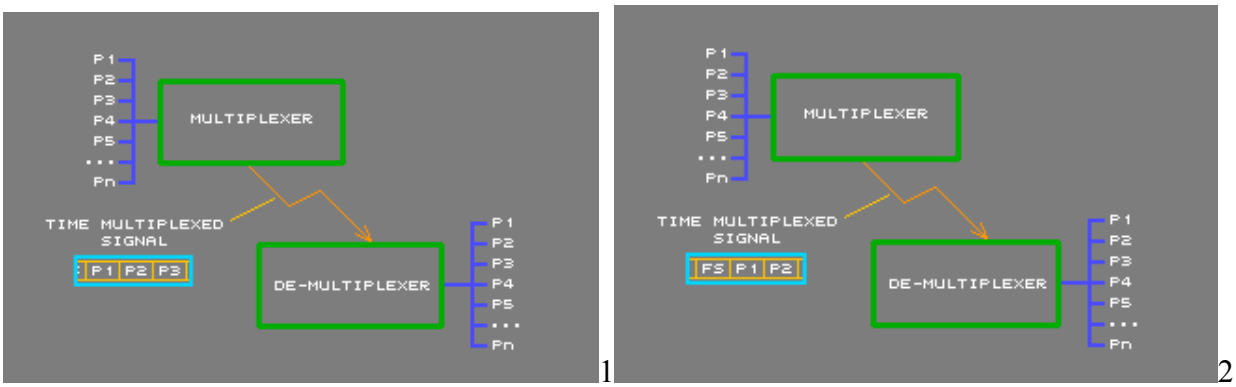
Figura 4.8. - Exemplo simples de decriptação.

4.9. Decomutador

As *sequêncisa de figuras 4.9.A. e 4.9.B.* mostram os dois métodos primários de multiplexar a informação em uma portadora comum. O primeiro método mostrado é o FDM, onde o enlace de RF contém freqüências de subportadoras separadas que são relacionadas às diferentes amostras. O segundo método mostrado é TDM, onde o enlace de RF tem seu tempo compartilhado entre as diferentes amostras. O FDM é contínuo no tempo e descontínuo na frequência para todas as amostras, e o TDM é descontínuo no tempo e contínuo na freqüência. No FDM cada amostra tem sua própria freqüência e no TDM cada amostra tem sua própria fatia de tempo.



Sequência de Figuras 4.9.A. – Multiplexação por divisão de frequência.



Sequência de Figuras 4.9.B. – Multiplexação por divisão de tempo.

O *stream* de telemetria de banda base é passado ao decomutador, ou decom, para extrair as medidas individuais dos parâmetros ou palavras. Se o *stream* for TDM analógico, como o PAM, o *bit sync* e o decriptador são desconsiderados e o *stream* vai diretamente para o decom. Dados PCM chegam ao decom pelo *bit sync*, e decriptador, se for o caso. O decom terá um sincronizador de frames embutido ou este será uma unidade independente à frente do decom. Em

qualquer caso, o sincronismo dos *frames* estabelece os limites dos frames baseado em reconhecer a palavra de sincronismo distintiva embutida no *stream* quando este é multiplexado. Com o sincronismo de *frames* estabelecido, podem ser separados os parâmetros individuais e palavras.

Os primeiros decomutadores realizavam muitas das funções que agora são parte do processamento de dados de telemetria. Com os sistemas modernos, saber onde o decom termina e onde o processador começa é um assunto nebuloso. O processo inteiro pode ser pensado como processamento de dados de telemetria.

Sincronização de frames

Este é o *diagrama em blocos (4.9.)* representativo de um sincronizador de frames. Dados de PCM limpos são providos ao sincronizador de frames pelo *bit synchronizer*. Este é um trem de bits serial de dados de PCM. O correlacionador digital monitora essa série de bits de dados contínuos e os compara a uma representação armazenada da palavra de sincronismo de *frames*. O comprimento da palavra de sincronismo de frames é escolhido para ter uma ocorrência improvável nos dados a menos que seja intencionalmente colocada lá como uma palavra de sincronismo de *frames*. A saída do correlacionador digital é um sinal para o *Pattern Acquisition Logic* toda vez que a palavra de sincronismo de *frames* é observada no *stream* de dados.

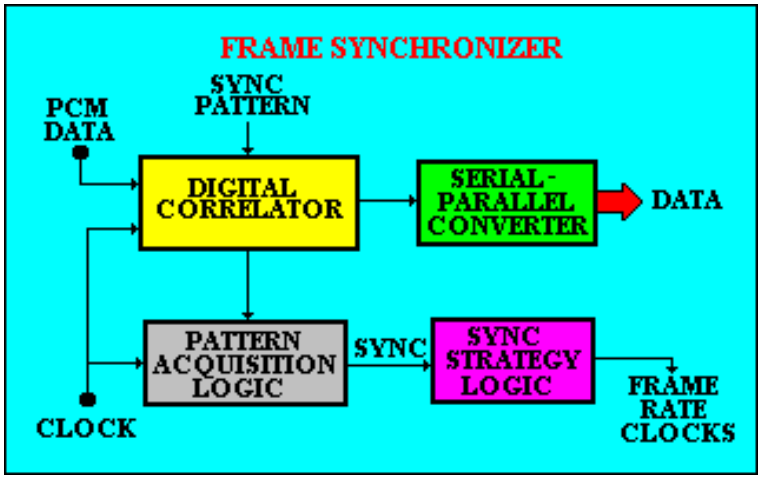


Diagrama em Blocos 4.9. – Representação de um sincronizador de frames.

O correlacionador digital observa estes sinais e localiza os *frames* de sincronismo verdadeiro baseado em um certo número de ocorrências repetidas. Uma vez que o sincronismo de frames é estabelecido, os limites das palavra digitais ficam conhecidos baseado na informação de como o *frame* foi organizado no dispositivo em teste. Igualmente qualquer *subframe* pode ser detectado, e separadamente processado. Os sinais de sincronismo que saem do *Pattern*

Acquisition Logic são usados com um conhecimento da organização dos *frames a-priori* para gerar *clocks* apropriados à taxa de *frames* no módulo de *Sync Strategy Logic*.

Com os limites das palavra conhecidos, um conversor serial para paralelo é aplicado ao *stream* PCM do correlacionador digital para sair com palavras digitais para o processador de telemetria. O processador de dados pode processar estas palavras digitais e sair com as amostras convertidas em unidade de engenharia para cada sensor, até mesmo aqueles embutidos em *subframes*.

Decomutador

O decomutador *PCM-10* da *Metraplex*, mostrado na *foto 4.9.*, é um sistema decomutador PCM controlado por microprocessador. Este decomutador PCM pequeno, leve e de único canal pode lidar com praticamente todos os formatos PCM em taxas de bits de até 2 Mbps com o seu *bit sync* interno, e de até 5 Mbps com um *bit sync* externo. Ele dispõe de mostradores de "visualização rápida", e saídas nos paineis frontais e traseiros. Ele é programado localmente usando os controles e mostradores do painel frontal, ou é controlado e programado remotamente via uma interface serial RS-232 que é compatível com os PCs. A memória interna não-volátil retêm os formatos programados.

Foto 4.9. – O decomutador PCM-10 da Metraplex.

4.10. Processamento da telemetria

Várias funções são realizadas durante o processamento da telemetria, como mostrado na *figura 4.10.* As medidas e palavras demultiplexadas do *stream* de dados de telemetria recebem uma identificação de parâmetro (ID) e etiqueta de tempo para a gravação. Normalmente, o IRIG B é usado pois permite uma resolução de 1 milisegundo de tempo. Parâmetros selecionados são

separados para exibição em tempo real para os engenheiros e oficiais de segurança. Os parâmetros a serem exibidos podem requerer reformatação para acionar um gravador *stripchart* analógico ou eles poderiam ser passados diretamente ao *stripchart* em formato digital. Certos parâmetros devem ser processados para que sejam convertidos em unidade de engenharia e sua exibição tenha significado.

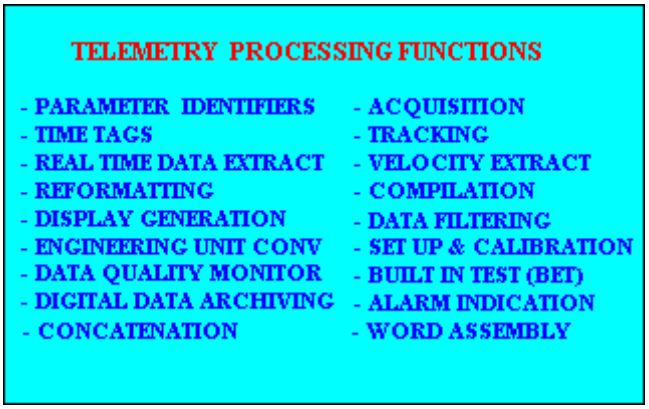


Figura 4.10. – Funções realizadas durante o processamento da telemetria.

A quantidade de dados no *stream* de telemetria pode ser muito para o processador de telemetria e um pré-processador pode ser usado para aliviar a carga.

4.10.1. Pré-processador

Um processador de telemetria geralmente não é capaz de processar todos os dados de um teste em tempo real. É comum processar somente os parâmetros que são críticos à operação em tempo real e processar os dados restantes mais tarde no modo de processamento pós-operacional.

Até mesmo a carga de trabalho do processamento de dados em tempo real é tão grande que é comum utilizar um pré-processador para descarregar muito da carga de trabalho do processador de telemetria. Foram desenvolvidos três tipos de dispositivos que permitem aos usuários de telemetria atender as exigências de largura de banda dos dados.

O pré-processador de telemetria provê os meios (*figura 4.10.1.*) para examinar todos os dados à taxa de ingestão. O pré-processador ignora dados que não são críticos em tempo real e pré-processa os dados que são críticos. O pré-processamento inclui executar a conversão de unidade de engenharia (*Engineering Unit Conversion*, ECU) com notações de ponto flutuante (científico), verificação de limite, etiquetagem de tempo, e ordenar os dados para uso pelo processador de telemetria. Também executa tarefas como fundir *streams* de dados, reajuntar

palavras fragmentadas, derivando parâmetros novos, filtrando canais selecionados, e construindo *arrays* de dados para processamento subseqüente.

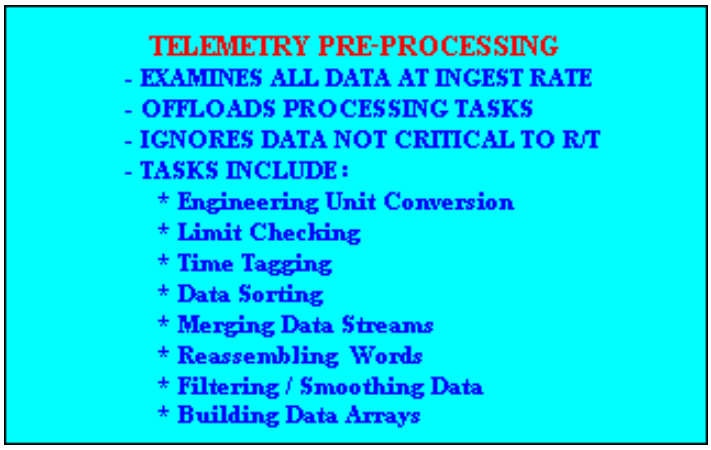


Figura 4.10.1. – Funções do pré-processamento de telemetria.

A capacidade de análise de freqüência em alta velocidade executa uma análise das freqüências dos dados em velocidades altas e envia os resultados ao processador de telemetria ou diretamente para um mostrador. Esta capacidade normalmente é implementada por meio de uma capacidade de executar a transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*, FFT) ou densidade espectral de potência (*Power Spectral Density*, PSD).

Um sistema de aquisição de dados (DAS) provê os meios para armazenar as grandes quantias de dados de velocidades altas de forma que nada é perdido e qualquer coisa pode ser recuperada quando necessário. Isto impede que os dados de arquivamento interfiram com a operação de entrada e saída do processador em tempo real. Ambos os dados em tempo real e não em tempo real podem ser recuperados do arquivo do DAS para qualquer objetivo depois que a operação se completou.

Compressor de dados

Esta é a foto (*4.10.1.*) do pré-processador LORAL 8715. Utiliza um arranjo paralelo de processadores com conjunto de instrução reduzida (*Reduced Instruction Set Computer*, RISC) para apoiar a configuração do sistema, processamento de dados, distribuição de dados, e funções de armazenamento de dados. Pode controlar até 16 entradas de dados simultâneos, cada uma com taxas de até 32 Mbps. O 8715 suporta até 64K parâmetros, processando 10M de palavras/s, e oferecendo 200 algoritmos de processamentos padronizados que incluem a compressão de dados.

Os dados comprimidos podem ser arquivados diretamente em disco. Também oferece alarme e notificação de eventos.

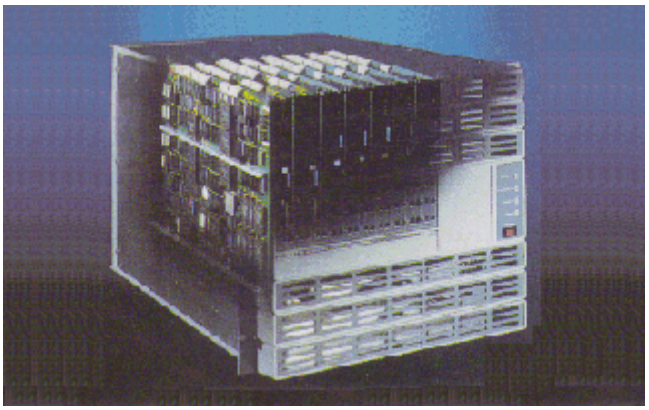


Foto 4.10.1. – Pré processador LORAL 8715.

O *stream* de telemetria geralmente é uma operação contínua e os dados de telemetria fluem durante todo o teste. A estação de terra de telemetria processa os dados conforme chegam. É gravado em fita para processamento pós-operacional e alguns parâmetros são processados quase em tempo real. É muito difícil até mesmo para um processador muito poderoso manter o ritmo com o *stream* de dados de telemetria que produz um volume muito grande de dados contínuos.

Por causa da severidade das tarefas do processador de dados, foram desenvolvidos dispositivos de *hardware* que podem lidar com muitas das tarefas de processamento de dados antes mesmo que estes cheguem ao processador de telemetria. O primeiro dispositivo como este foi desenvolvido para a McDonnell Douglas para a aeronave F15 em 1971. Foi chamado de compressor, e provocou uma redução significante na carga de processamento do processador de telemetria. Ele fez isso examinando palavras de dados específicos no *stream* de telemetria para:

1. Descartar dados que provaram-se redundantes;

2. Descartar dados que estavam dentro dos limites ou fora dos limites, como apropriado;

3. Descartar os dados que foram considerados *a-priori* serem de pouco ou nenhum interesse no processamento em tempo real;

4. Passar todos os dados que foram considerados *a-priori* serem críticos para o processamento em tempo real;

5. Juntar tempo e dados para processamento subsequênte.

Por volta de 1978 os algoritmos dos compressores foram ampliados a doze algoritmos. Em 1981 o compressor de *hardware* simples começou a dar lugar a um processador

multiplexador especializado. O processador multiplexador ainda era um compressor, mas poderia usar algoritmos microcodificados que foram armazenados na memória de acesso randômica (*Random Access Memory*, RAM). Não só veio com muitos algoritmos embutidos, mas também permitiu ao usuário desenvolver até 100 algoritmos. O processador multiplexador levou os usuários a uma geração de pré-processadores de processadores de telemetria.

4.10.2. Etiquetagem de tempo

Para correlacionar dados de fontes separadas é necessário etiquetar o tempo dos dados. A etiquetagem de tempo torna possível avaliar os dados gravados com respeito ao tempo de ocorrência. O dados de telemetria crus geralmente são etiquetado no tempo quando são arquivados. Normalmente é etiquetado no tempo usando-se um gerador de código de tempo IRIG. O sistema de aquisição de dados (DAS) geralmente grava o tempo IRIG em uma trilha separada no gravador de fitas de instrumentação.

A etiquetagem de tempo é essencial se os dados são coletados de locais remotos e devem ser integrados em uma única massa de dados significativa do que aconteceu no evento do teste. Por se precisar de muitos dados para definir-se o tempo com precisão, é freqüente o caso em que a etiquetagem de tempo não é realizada no dispositivo em teste. A invés disso, a etiquetagem de tempo é adicionada na estação de solo.

Por exemplo, o código IRIG B provê horas, minutos e segundos codificados. O código é gravado na fita em uma amplitude precisa modulada em harmônica de 1 kHz e atualizada a cada segundo, assim oferece um milisegundo de resolução. Na reprodução, um decodificador é usado para fornecer palavras de saída de segundo em segundo correspondendo ao tempo preciso de ocorrência dos dados nas outras trilhas.

A *figura 4.10.2*. é o tempo IRIG. É um código de tempo bem definido de 74 bits que proporciona o tempo do ano com granularidade de segundos. Aloca 30 bits ao tempo de ano (*Time of Year,* TOY) usando representação BCD. Usa 7 bits cada para codificar os 60 segundos e os 60 minutos. Os primeiros 3 bits cobrem os valores decimais, de 0 a 6, para até 60 segundos. Os próximos 4 bits cobrem os valores de unidades, de 0 a 9. Conseqüentemente 59 segundos ou minutos é o binário 0101 1001 que é o BCD 5 9. Usa 6 bits para codificar as 24 horas onde 2 bits codificam 0-2 e 4 bits codificam 0-9. Usa-se 10 bits para cobrir 1 ano, onde os primeiros 2 bits codificam 0-3, e os próximos 4 bits cobrem 0-6, e a os últimos 4 cobrem 0-5. Assim pode-se cobrir um ano cheio ou 365 dias do calendário.

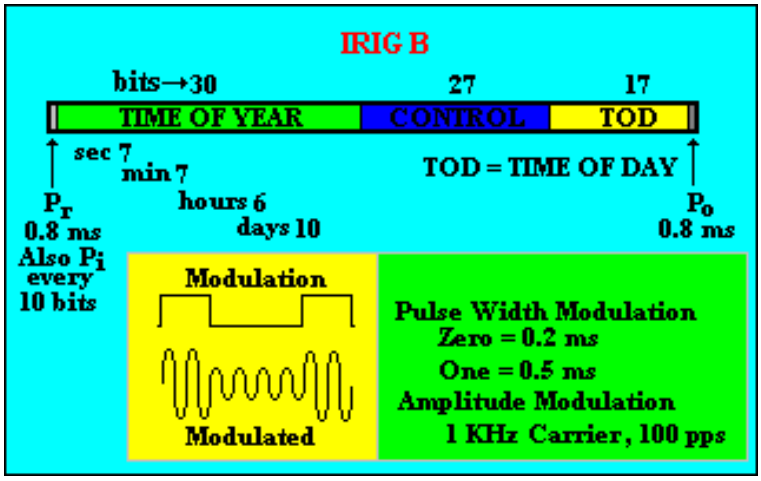


Figura 4.10.2. – Etiquetagem de tempo IRIG B.

Os 27 bits de controle raramente são usados, mas eram planejados como meio de distribuir comandos aos equipamentos na área de teste. Há 17 bits para um código *straight binary* do tempo do dia (*time of day*, TOD) que pode codificar 131072 eventos binários discretos. Estes 17 bits podem cobrir todos os segundos de um dia.

Estas palavras de saída podem ser congeladas ao comando do sincronizador de *frames*, e assim elas podem ser introduzidas para processador de telemetria etiquetar o tempo dos dados dentro do *frame*. O tempo geralmente também é exibido no painel dianteiro do decodificador de modo que um operador possa monitorar o tempo dos eventos que são processados. As etiquetas de tempo também podem ser usadas para procura automática nas fitas para recuperar dados que aconteceram em um momento específico.

É importante entender que a etiquetagem de tempo pode acrescentar significativamente ao comprimento de uma palavra que representa o valor de uma variável. Se quer saber-se o tempo de um milisegundo em uma janela de 1 hora então tem-se que codificar:

1 hora*(60 min/hora)*(60 s/min)*(1000 ms/s)= $3{,}6 \times 10^6$ ms.

Isto requere 22 bits para ter-se intervalos suficientes, já que $2^{22} = 4{,}2 \times 10^6$ e $2^{21} = 2{,}1 \times 10^6$. Então seriam necessários 22 bits para etiquetar o tempo em um intervalo de 1 hora. Seria correto dizer que a etiquetagem de tempo precisa é intensa na memória do processador.

4.10.3. Conversão para unidade de engenharia

Lembre-se que a saída de cada sensor foi escalada para servir como uma entrada satisfatória ao módulo de telemetria no veículo. Conseqüentemente não importa ao módulo de telemetria se o parâmetro era uma temperatura, pressão, força ou qualquer outra quantidade. Muitos dos sensores não são dispositivos lineares, e na realidade a maioria dos sensores não apresenta uma propriedade linear. Então, é necessário ter um conhecimento *a-priori* de como a palavra de telemetria foi derivada da propriedade física, de forma que o processo possa ser desfeito para recriar a representação da propriedade física. O processo de converter o valor de telemetria no valor da propriedade física é chamado conversão de unidade de engenharia (*Engineering Unit Conversion*, ECU). Há dois métodos populares para executar a ECU (*tabela 4.10.3.*).

ENGINEERING UNIT CONVERSION	
TABLE LOOKUP	POLYNOMIAL ECU
CALIBRATE SENSOR STORE DATA IN TABLE ENTER TABLE BY SCALED VALUE INTERPOLATE IF REQUIRED OUTPUT ENGR VALUE	CALIBRATE SENSOR DO POLYNOMIAL CURVE FIT SOLVE POLYNOMIAL FOR ENGR VALUE

Tabela 4.10.3. – Dois métodos populares para executar a ECU.

O primeiro método é chamado de ponto-a-ponto (*table lookup*). Um algoritmo é usado para poder executar o ponto-a-ponto com interpolação linear entre os pontos. O algoritmo de ponto-a-ponto mostrado não tem muitos pontos, mas ilustra o princípio. Dado algum valor de telemetria, a tabela produz o valor apropriado em unidade de engenharia.

O segundo método é chamado de ECU polinomial. Para uma ECU polinomial, um polinômio é ajustado aos pontos dos dados para produzir uma equação que é o melhor ajuste aos pontos dos dados. O valor de N é chamado de ordem do polinômio, e N geralmente varia de um a cinco.

As velocidades para essas conversões variam com o *hardware* usado e com a complexidade das tabelas e polinômios.

Ponto-a-ponto

O *gráfico 4.10.3.A.* descreve os mecânismos do ponto-a-ponto como meio de executar a ECU. A técnica é basicamente construir uma tabela de conversão que mapeia a leitura do sensor com o valor de unidade de engenharia apropriado. Mostrado aqui estão dez valores do valor do sensor x. Para cada valor do sensor a tabela tem os dez relacionados em unidade de engenharia y. Para valores de x que estão acima da tabela, digamos x(1) o valor de y(1) pode ser determinado imediatamente só observando o valor correspondente de x(1).

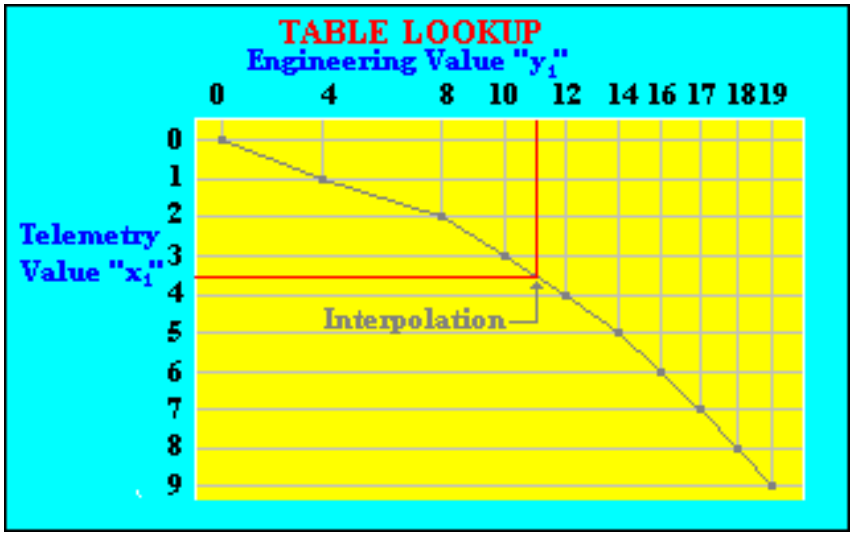


Gráfico 4.10.3.A. - Método do ponto-a-ponto como meio de executar a ECU.

Para valores de x que não estão na tabela, é executado uma interpolação simples. Isto é análogo a assumir que os pontos que estão na tabela estão conectados por linhas retas como mostrado. Quer dizer, uma interpolação linear é feita entre os valores adjacentes de y que estão na tabela, somente pelas razões correspondentes.

Ajuste em curva

O *gráfico 4.10.3.B.* ilustra o método de ajuste em curva para a ECU. Um conjunto de dados de calibração é criado medindo diretamente a saída do sensor e correlacionando cada ponto a um valor em unidade de engenharia apropriado. Este conjunto de dados representa o comportamento do sensor para um número de pontos de dados finito.

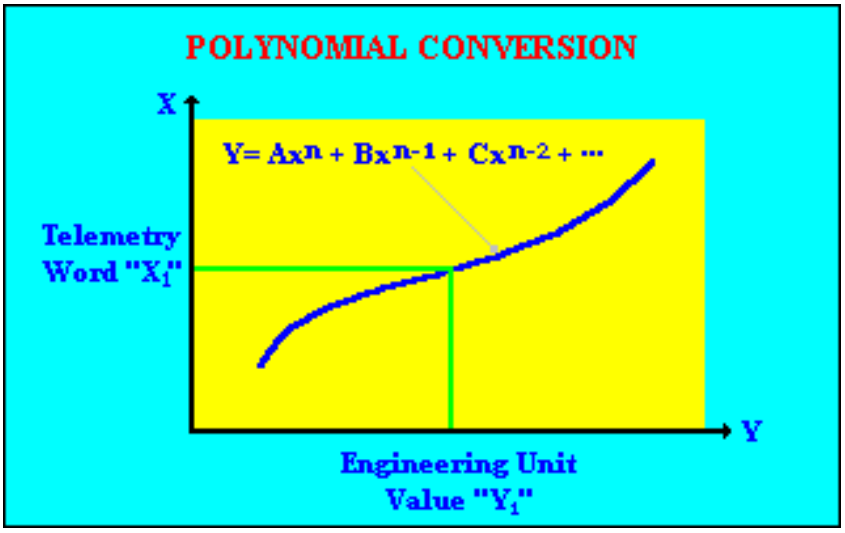


Gráfico 4.10.3.B. - Método de ajuste em curva para a ECU.

Um polinômio de grau N é usado para criar uma curva que é o melhor ajuste a estes pontos de dados. O melhor ajuste tipicamente significa o menor erro quadrático de ajuste aos pontos de dados. Uma vez que o ajuste foi completado o polinômio é usado para descrever todos os dados. Depois disso só é necessário substituir um valor de x no polinômio para gerar o valor de engenharia correspondente y.

A ordem ou grau do polinômio geralmente aumentará quando a curva fizer curvas adicionais ou voltas para se ajustar aos dados.

4.11. Retransmissão dos dados

Muitas aplicações de telemetria requerem interfaceamento e interação com equipamentos de comunicação. O caso é que a telemetria é apenas um subconjunto da comunicação, mas em uma estrutura de área de teste tradicional, as comunicações estão normalmente separadas da telemetria. A retransmissão dos dados de telemetria de um local para outro pode ser executada usando equipamentos de comunicação sob o controle das funções de comunicações e telemetria (*foto 4.11.A.*).

Foto 4.11.A. – Equipamentos de comunicação sendo usados para retransmitir dados de telemetria de um local para outro.

Dado um cenário de teste onde o veículo em teste manobra sobre uma área fisicamente grande, às vezes a baixa altitude, a transmissão dos dados de telemetria do veículo pode não estar todo o tempo dentro da linha de visão do local central de processamento e exibição. Dados recebidos em locais remotos, como locais no solo dentro da área operacional ou possivelmente equipamentos de recepção aerotransportados dentro de uma aeronave ou em casulos nas asas, devem ser retransmitidos para o local central para assegurar um fluxo fixo de dados em tempo real. O procedimento normal é receber a telemetria no local remoto e retransmitir o *stream* de dados da banda base para o local central. Os dados normalmente são gravado no local remoto como uma precaução adicional contra falhas na retransmissão. Dispositivos de comunicação como mux/demux assíncronos que podem pegar múltiplas fontes de dados digitais e sair com alguma taxa de bits combinada, pode ser usado para os locais remotos no solo. A retransmissão de dados FM/FM e *stream* de dados PAM são geralmente realizadas usando técnicas analógicas. Em qualquer caso, os dados são enviado por uma ligação de microondas ou fibras ópticas. No caso do equipamento de recepção aerotransportado, o sinal de telemetria pode ser transladado a uma freqüência diferente para ser retransmitido ou os dados da banda base podem ser retransmitidos através de remodulação.

Em alguns casos, digamos um ICBM onde a distância do local de recepção remoto excede as ligações de terra, os dados podem ser retransmitidos por satélite. Estes satélites normalmente estão em órbitas geoestacionárias a aproximadamente 22000 milhas sobre a terra, e o tempo de transmissão será de cerca de um quarto de segundo. O procedimento habitual é pré-processar os dados antes da retransmissão por satélite.

Advanced Range Instrumentation Aircraft (ARIA)

O *Advanced Range Instrumentation Aircraft* (ARIA) *(foto 4.11.B.)* é um B707 convertido, agora chamado de EC-18. O nariz em forma de bolha acomoda uma antena de telemetria parabólica. O ARIA pode operar em qualquer lugar do mundo para coletar dados de telemetria em testes. Ele frequêntemente participa de testes de veículos de reentrada e mísseis balísticos. O ARIA pode coletar, processar, gravar e retransmitir os dados de telemtria. Ele também pode dar comandos, como por exemplo durante o acompanhamento de testes de mísseis de cruzeiro. A frota ARIA opera da Base Edwards da Força Área dos EUA.

Foto 4.11.B. – O Advanced Range Instrumentation Aircraft (ARIA) é um B707 convertido, agora chamado de EC-18.

Gulf Range Drone Control Upgrade System (GRDCUS)

Esta é a *foto (4.11.C.)* da aeronave de retransmissão *Gulf Range Drone Control Upgrade System* (GRDCUS). Ele tem antenas de telemetria arranjadas em fase ao longo de um lado da fuselagem. Ele pode retransmitir a informação de múltiplos participantes operando acima do horizonte de RF para a estação central em terra.

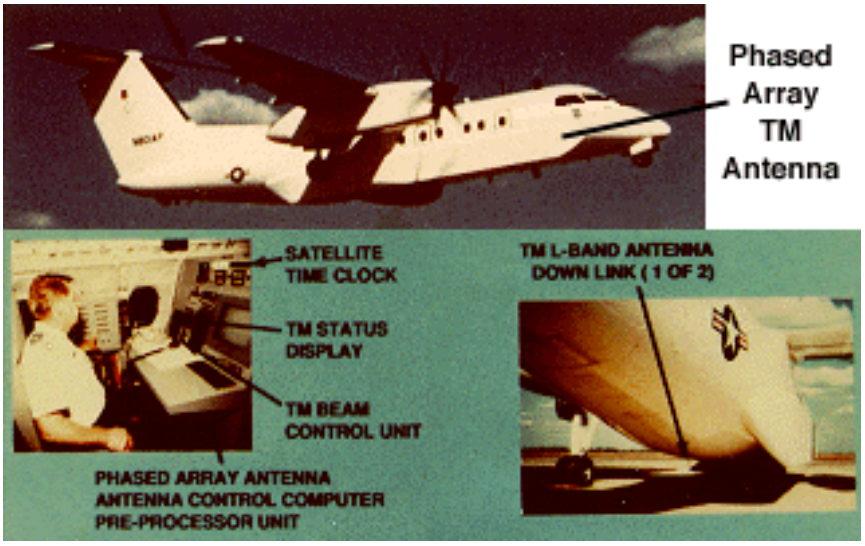


Foto 4.11.C. – O Gulf Range Drone Control Upgrade System (GRDCUS).

<u>Extended Area Test System (EATS) P3</u>

Esta é a *foto (4.11.D.)* de uma aeronave dedicada à telemetria, o *Extended Area Test System* (EATS) P3. Esta aeronave P3 Orion altamente modificada foi originalmente desenvolvida para guerra anti-superfície. Ele é idealmente adequado ao suporte de retransmissão de telemetria devido à suas características de grande alcance e alta durabilidade. Note a antena arranjada em fase na frente do estabilizador vertical. Em uma operação o EATS pode suportar testes abaixo do horizonte de RF a partir de instrumentações baseadas em terra. Os feixes das antenas podem rastrear pacotes separados de telemetria convencional em até cinco veículos de teste diferentes, e retransmitir a telemetria a estações de terra fixas.

Foto 4.11.D. - O Extended Area Test System (EATS) P3.

Horizonte de RF

Esta *figura (4.11.)* é do *30th Space Wing* na Base Vandenberg da Força Área dos EUA. Mostra como é difícil manter cobertura para um ICBM lançado da Base Vandenberg para área de mísseis de Kwajalein no Pacífico, quase a 4000 milhas de distância. Embora este desenho esteja exagerado para mostrar a cobertura disponível, o ICBM não chega a ficar exoatmosférico, enquanto sobe a uma altitude máxima de cerca de 200 milhas acima das ilhas havaianas. Se for alto o bastante, poderia ser possível adquirir cobertura contínua sem usar cobertura das ilhas havaianas. Se não, pode-se ver que a cobertura havaiana é requerida. Até mesmo se a linha de visão dos caminhos é conhecida, e o limite de horizonte de RF de 5 graus for observado, uma análise de enlace ainda é exigida para assegurar que a relação sinal-ruído seja grande o bastante para atingir as exigências de taxa de erro de bits.

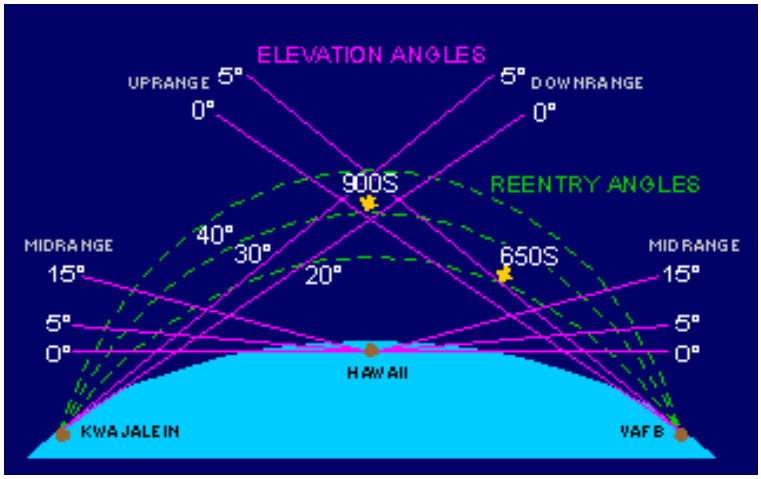


Figura 4.11. – O quão difícil é manter a cobertura do lançamento de um ICBM, que chega a aproximadamente 4000 milhas de distância.

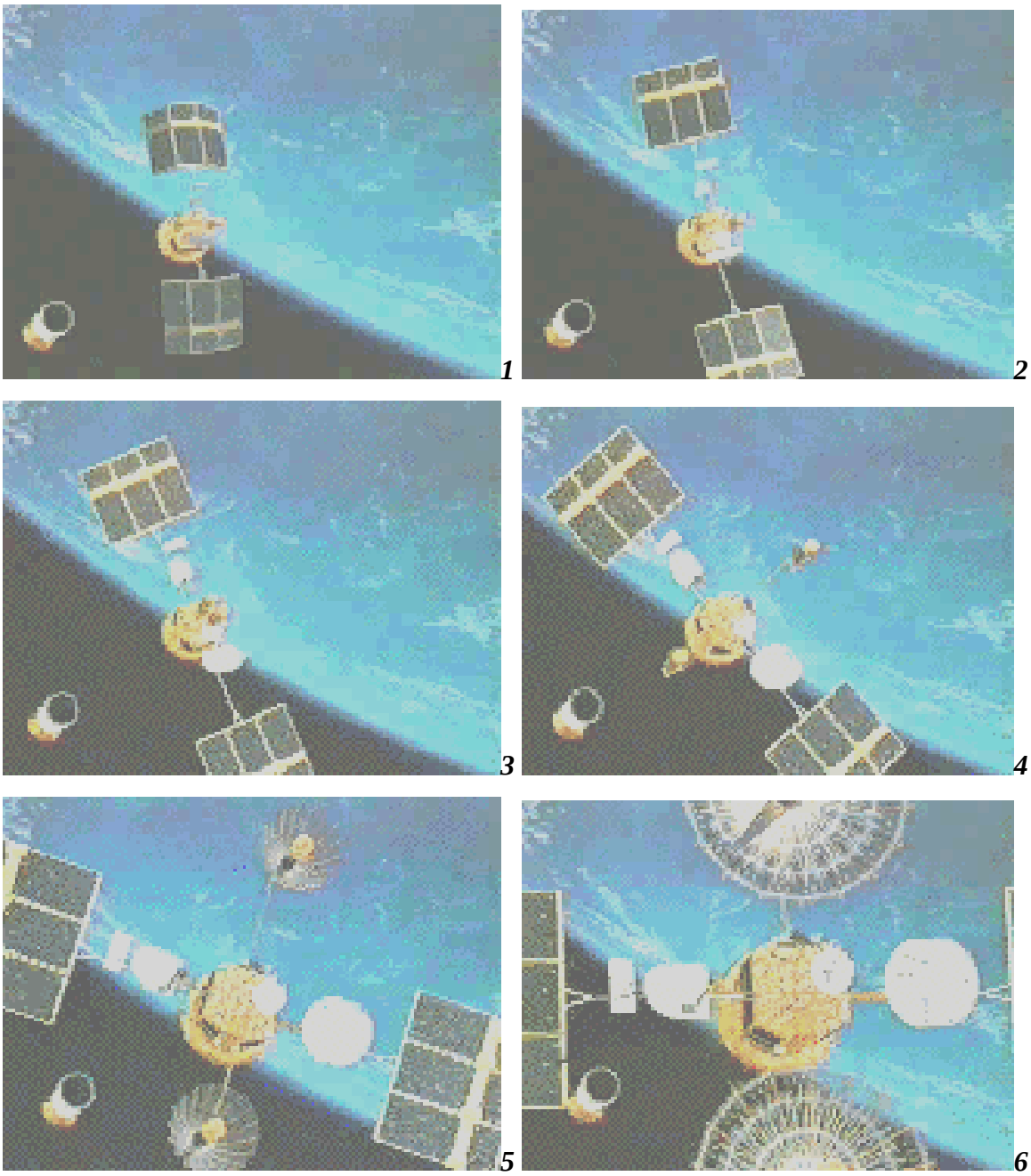
Mobile Ground Telemetry System (MGTS)

O *Mobile Ground Telemetry System* (MGTS) *(foto 4.11.E.)* da SEMCO foi desenvolvido pelo Phillips Lab para apoiar os projetos de ensaios em vôo de demonstração de tecnologia do *Ballistic Missile Defense Organization* (BMDO). Ele é um sistema de telemetria auto contido, moderno e móvel capaz de ser empregado em todo o mundo. Ele provê recepção, sincronização, gravação e processamento de alta velocidade (35 Mbps) para dados de telemetria e vídeo dos artigos de teste. Ele suporta as bandas L e S, com antenas fixas e de auto rastreamento.

Foto 4.11.E. – O Mobile Ground Telemetry System (MGTS) da SEMCO.

4.12. Latência dos dados

A retransmissão de alguns dos dados para um local central aparece com um problema em potencial novo, a latência de dados. Considere a situação onde várias antenas de telemetria, dispersadas ao redor de uma área de testes, estão todas rastreando o mesmo veículo. Este poderia ser o caso de um míssil de longo alcance e baixa altitude. Um local de recepção em particular pode localizar o míssil para apenas uma porção do vôo. Um rastreador de telemetria aerotransportado poderia voar junto ao míssil, mas pode perder o rasto durante as manobras. Todos os locais remotos de telemetria estão retransmitindo para o local central onde um processo de seleção da melhor fonte é empreendido para prover dados em tempo real contínuos para o teste. Se as distâncias de retransmissão forem pequenas, digamos algumas centenas de quilômetros, então as diferenças nos tempos de chegada entre as fontes retransmissoras provavelmente não serão um problema. Se os sinais não forem alinhados no tempo, o decom provavelmente precisará resincronizar. Se as retransmissões são encaminhadas de tal modo que introduza atrasos que se traduzam em latência de dados significante, devem ser tomadas precauções para evitar-se erros. Isto é particularmente verdade se alguns dos dados vierem retransmitidos por satélite (*sequência de fotos 4.12.*) ou forem passados por multiplexadores assíncronos que também podem introduzir atrasos de tempo significantes. Processamento pós-operacional pode ser exigido para assegurar que todos os dados sejam somados corretamente. A latência de dados sempre é uma preocupação se o tempo que se leva para adquirir, processar e exibir o dados é muito longo para permitir tomar ações críticas baseadas naqueles dados.



Sequência de Fotos 4.12. – O satélite Tracking and Data Relay Satellite (TDRS) usado para retransmitir os dados de telemetria das áreas de teste das Forças Armadas dos EUA.

5. Gravação

5.1. Gravação Direta

Materiais magnéticos têm uma propriedade chamada histerese. Adiante será explicado o cliclo típico de histerese para um material magnético. Quando um campo magnético é aplicado ao óxido ferroso da fita, a histerese causa um magnetismo remanescente não-linear a ser transferido que depende em parte do estado magnético que existe na fita antes que o campo aberto da cabeça de gravação tenha sido aplicado. Por causa desta não-linearidade, durante a reprodução, é reproduzida uma versão distrorcida do sinal motriz, como mostrado na *figura 5.1.A*. Um modo de evitar este problema é acrescentar uma polarização de alta freqüência ao sinal a ser gravado. Adiante será explicado o sinal de polarização, e a forma de onda somada produzida pela soma dos sinais. Note que esta não é a modulação do sinal de freqüência alta. A polarização é tipicamente uma onda de seno de freqüência alta aproximadamente dez vezes a amplitude do sinal mais alto a ser gravado. É normalmente escolhida uma largura de banda de aproximadamente 3,5 vezes a do canal gravado. Note que o sinal gravado é uma adição linear do sinal e forma de onda de polarização. Com a gravação direta, com exceção do sinal de polarização, o sinal de dados é gravado diretamente na fita.

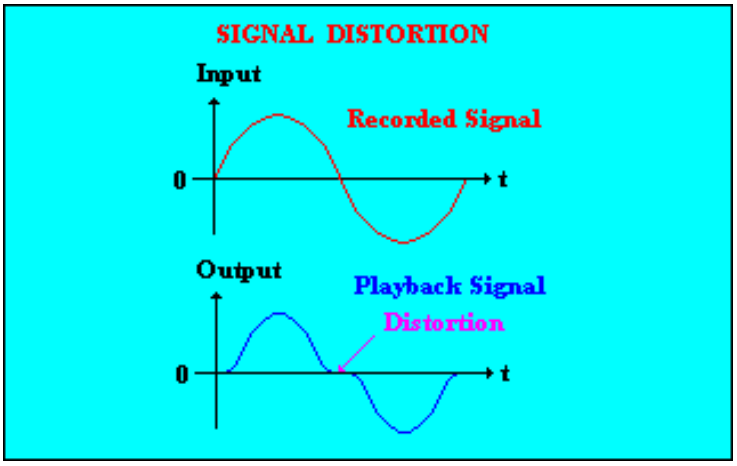


Figura 5.1.A. – O problema com a gravação direta.

Um problema com a gravação direta é que o processo de gravação/reprodução não provê nenhuma freqüência baixa ou DC de resposta em freqüência. Este pode ser um problema para alguns sinais de telemetria. Lembre-se do domínio de freqüência que delineia os dados em NRZ. Esta representação de dados pode ter sequências longas de “1s” ou “0s” em sequências de dados

normais que apresentam os fortes conteúdos espectrais CC e de baixa freqüência observados. Assim, o NRZ não é compatível com a gravação direta. Os dados em NRZ podem ser modificados por um processo chamado randomização que randomiza as transições e assim controla as componentes de baixa freqüência. Isto soma outro passo no processo de gravação e na reprodução os dados devem ser derandomizados para voltar à sua forma original. Também recorde a curva em domínio da freqüência para os dados de *bi-phase*. Dados em *bi-phase* não tem nenhuma componente de freqüência baixa, mas requerem duas vezes a largura de banda do NRZ. Ambos os dados em NRZ randomizado (RNRZ) e *bi-phase* podem ser gravados e reproduzidos com precisão usando gravação direta.

Há um limite físico ao número de transições magnéticas que podem ser gravadas por polegada de fita magnética. Isto significa um limite para a largura de banda do sinal que pode ser gravado por polegada. O limite de largura de banda para a gravação em fita magnética é assim diretamente proporcional à velocidade à qual a fita é passada pela cabeça de gravação. A lista a seguir indica a capacidade de gravação de largura de banda máxima para várias velocidades de fita com gravação direta:

Velocidade	Largura de banda da banda larga	Largura de banda de densidade dupla
240 polegadas por segundo	4,0 MHz	
120 polegadas por segundo	2,0 MHz	4,0 MHz
60 polegadas por segundo	1,0 MHz	2,0 MHz
30 polegadas por segundo	500 kHz	1,0 MHz

Gravar em 240 polegadas por segundo irá consumir 9200 pés de carretel de fita em sete minutos e meio.

Ciclo de Histerese

O *gráfico 5.1.* ilustra um típico ciclo de histerese para um material magnético. É uma curva de densidade de fluxo magnético (B) versos força magnetomotriz (H). Para um eletroímã, a força o magnetomotriz (H) é proporcional à corrente em uma bobina ao redor do material magnético. Note que quando esta corrente (e conseqüentemente o H) aumenta, a densidade de fluxo B também aumenta. Eventualmente um ponto de saturação é alcançado onde aumentos adicionais em corrente não aumentam mais o B. Quando a corrente e o H são diminuídos a zero, a densidade de fluxo também diminui, mas não zera. Há na realidade dois pontos estáveis nesta

curva onde a corrente (ou H) é zero, mas B ainda é positivo ou negativo dependendo se a corrente foi a zero de um valor positivo ou negativo. É dito que o material é magnetizado a qualquer um destes pontos, e pode ser magnetizado com qualquer polaridade.

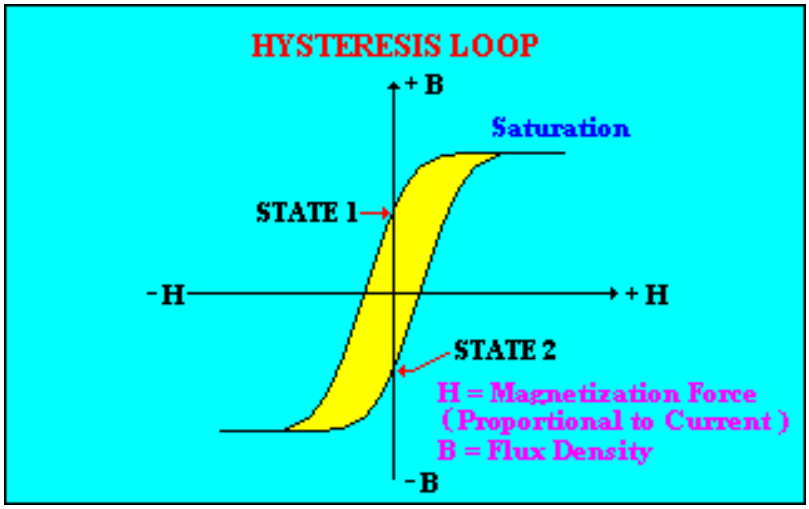


Gráfico 5.1. – Curva da densidade de fluxo magnético (B) versos a força magnetomotriz (H) mostra o ciclo de histerese.

Gravação direta com polarização

A gravação direta pode resultar em distorção severa dos sinais causado pela não-linearidade da mídia magnético. É prática comum usar um sinal de polarização de freqüência alta para passar o sinal desejado a uma porção mais linear da curva de histerese. A *figura 5.1.B.* descreve um sinal de polarização e o sinal desejado. O sinal de polarização é normalmente escolhido a aproximadamente dez vezes a amplitude do sinal atual. Também é escolhido normalmente a uma freqüência que é aproximadamente 3,5 vezes a largura de banda do canal gravado. O sinal de polarização é acrescentado linearmente ao sinal desejado e a soma é gravada. O sinal real pode ser visto como montando em cima do sinal de polarização. Efeitos não-lineares que ocorrem ao sinal de polarização na área de cruzamentos pelo zero não efetuam o sinal real. O sinal real pode ser separado do sinal de polarização na reprodução para apresentar uma saída com consideravelmente menos distorção nos cruzamentos de zero do que haveria tido caso contrário.

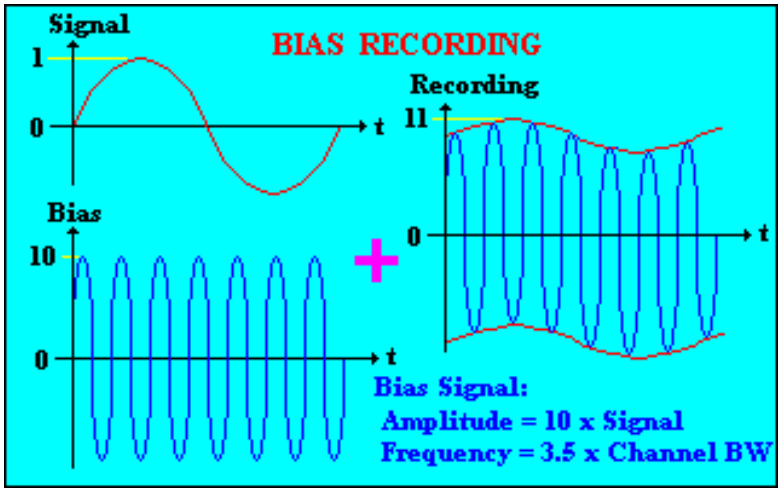


Figura 5.1.B. – Sinal de polarização e o sinal desejado.

5.2. Gravação FM

Um modo de contornar o problema da resposta DC na gravação direta é por um método chamado gravação FM. Usando este método, um sinal a ser gravado é aplicado a um oscilador de FM para criar uma portadora modulada que é gravada na fita. Na reprodução o sinal é passado por um demodulador de FM, ou descriminador, para produzir os dados originais. Usando a gravação FM, uma única trilha pode ser usada para gravar um sinal, ou da mesma maneira que com a telemetria FM/FM, vários sinais podem ser usados para comandar osciladores de subportadoras e estes sinais podem ser unidos linearmente e podem ser gravados em um trilha. O número de sinais que podem ser unidos é determinado pelas exigências de largura de banda individuais deles e a capacidade de largura de banda da trilha. Deve ser notado que este método de alocar porções da largura de banda disponível a vários sinais também é usado em gravação direta. Mostrado na *foto 5.2.* está um gravador de fitas magnéticas.

Foto 5.2. – Gravador de fitas magnéticas.

O uso de gravação FM limita a largura de banda para várias velocidades de fita a cerca de um quarto daquelas disponíveis na gravação direta. A lista a seguir indica a largura de banda de gravação disponível para várias velocidades de fita usando a gravação FM:

Velocidade	Largura de banda
240 polegadas por segundo	1,0 MHz
120 polegadas por segundo	500 kHz
60 polegadas por segundo	250 kHz
30 polegadas por segundo	125 kHz

Ambos os métodos de gravação estão sujeito a erros de base de tempo. Estes são chamados de erros de *wow* e *flutter* onde variações de baixa freqüência são chamadas de *wow* e erros de freqüência alta são chamados de *flutter*. Eles geralmente estão juntos. Eles acontecem com qualquer diferença na velocidades do transporte de gravação e reprodução ou instabilidade na velocidade de fita. Com a gravação FM, os erros de velocidade de fita podem causar erros de dados significantes já que o descriminador de FM responderá a uma mudança de 1% na velocidade da fita da mesma forma que responderá a 1% de mudança na freqüência da portadora, fornecendo dados inválidos. Um tom de referência controlado por cristal pode ser gravado e demodulado na reprodução para prover uma fonte para corrigir diferenças de velocidade da fita ou variações.

Comprimentos de fita

Os padrões IRIG permitem escolhas de densidades de gravação, diâmetro de carretel, comprimento ou grossura das fitas, largura da fita, o número de trilhas, e a velocidade da fita. A *tabela 5.2.A.* mostra o tempo de gravação em horas e minutos para fitas de vários comprimentos em pés no topo do quadro e para várias velocidades de fita em polegadas por segundo ao longo da extremidade esquerda do quadro. Lembre-se que a largura de banda requerida pode ditar a velocidade da fita, assim um determinado tamanho de carretel, ou carretéis, de fita serão requeridos para cobrir uma operação de uma determinada duração. Estes valores só são para gravadores de cabeças fixas.

RUNNING TIME (HOURS:MINUTES)

LENGTH

SPEED	2500	3600	4600	5000	7200	9200	10800	12500
240	0:02	0:03	0:04	0:04	0:06	0:08	0:09	0:10
120	0:04	0:06	0:07	0:08	0:12	0:16	0:18	0:21
60	0:08	0:12	0:15	0:17	0:24	0:32	0:36	0:42
30	0:16	0:24	0:31	0:33	0:48	1:04	1:12	1:23
15	0:32	0:48	1:02	1:07	1:36	2:08	2:24	2:46
7.5	1:04	1:36	2:04	2:14	3:12	4:16	4:48	5:32
3.75	2:08	3:12	4:08	4:28	6:24	8:32	9:36	11:04
1.875	4:16	6.24	8:16	8:55	12:48	17:04	19:12	22:08

LENGTH = FEET SPEED = INCHES / SEC

Tabela 5.2.A. – Tempo de gravação para várias configurações e velocidades de fita.

Máxima taxa de bits

A *tabela 5.2.B.* mostra a máxima taxa de bits de gravação em Kbits por segundo para vários esquemas de gravação em função da velocidade da fita em polegadas por segundo. Diz-se que se corre a fita a 30 polegadas por segundo e se usa FM *bi-phase*, pode-se gravar aproximadamente 112 Kbps no gravador. Note que alguns esquemas de gravação fazem melhor que outros com relação à máxima taxa de gravação.

SPEED in/sec	FM		DIRECT	PRE-D		HDDR	
	BIØ	NRZ	BIØ	BIØ	NRZ	BIØ	NRZ
240	900	1800	1800	1200	2400	3600	6000
120	450	900	900	600	1200	1800	3000
60	225	450	450	300	600	900	1500
30	112	225	225	150	300	450	750
15	56	112	112	75	150	225	375
7.5	28	56	56			112	
3.75	14	28	28			56	
1.875	7	14	14			28	

MAX RATES (Kbps)

Tabela 5.2.B. - Máxima taxa de bits de gravação em Kb/s para vários esquemas de gravação em função da velocidade da fita em polegadas por segundo.

5.3. Gravação digital

O aumento contínuo das taxas de dados de telemetria ultrapassou as capacidades de

largura de banda dos métodos de gravação analógicos tradicionais. A exigência para gravar larguras de banda de dados maiores que 4,0 MHz levou à procura de métodos de gravação diferentes. A gravação digital de alta densidade (*High Density Digital Recording,* HDDR) é um destes métodos.

Usando o HDDR paralelo, o sinal a ser gravado é digitalizado e formatado em blocos de dados que podem ser gravados em trilhas separadas. Infelizmente, não há método padrão para formatar os dados em blocos ou para gravar os sinais formatados em fita. Por isso, este método só é recomendado quando o ambos o local de aquisição e o local de reprodução tiverem o mesmo equipamento.

Outro método de gravar sinais digitais em taxas altas de dados é usar a tecnologia de gravação *helical-scan*. Os padrões IRIG de telemetria incluem ambos os padrões de meia-polegada e de 19 mm para este método. É preciso um multiplexador com estes gravadores porque eles são geralmente dispositivos de único canal. O gravador *Buffered Very Large Data Store* (BVLDS) pode gravar taxas de até 64 Mbps em uma fita cassete super VHS de meia-polegada. Um multiplexador pode ser usado para juntar vários sinais de taxas mais baixas antes de gravar. O gravador ID-1 de 19 mm (*foto 5.3.*) pode gravar taxas de até 400 Mbps.

Foto 5.3. - O gravador ID-1 de 19 mm pode gravar taxas de até 400 Mbps.

<u>Fita padrão IRIG</u>

Este é o formato (*figura 5.3.*) de uma fita padrão IRIG de 14 trilhas como definido na norma IRIG-106. Note o uso de duas cabeças de sete elementos separadas por 1,5 vezes a largura de fita na direção de rodagem. Estas cabeças também estão desalinhadas em uma configuração cruzada de metade do espaçamento de entre as cabeças. Isto cria 14 trilhas distintas, igualmente espaçadas ao longo do comprimento da fita.

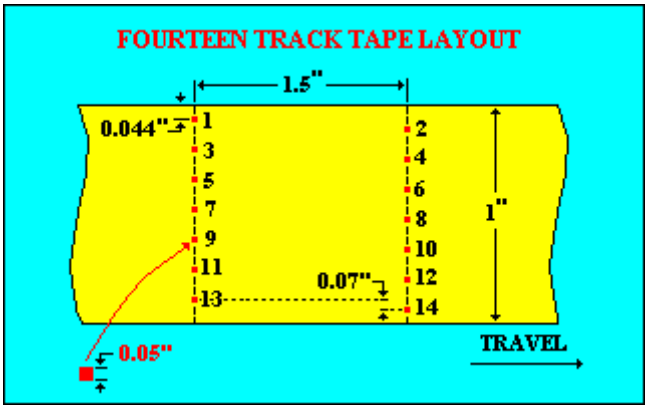


Figura 5.3. – Formato de uma fita padrão IRIG de 14 trilhas como definido na norma IRIG-106.

Esta fita suporta gravação direta, FM, e formatos HDDR seriais. Esta formatação comum tornou possível trocar dados entre as áreas de testes e os usuários. Velocidades de fita de menos de 1 polegada por segundo a 240 são suportadas. Estão disponíveis carretéis de 105 polegadas diâmetro com 4600 pés de fita para 16 polegadas diâmetro com 12500 pés de fita. Um carretel de 12500 pés de fita correrá durante quase 45 horas a 1 polegada por segundo mas só dura 10 minutos a 240 polegadas por segundo.

5.3.1. Gravador HDDR

Gravação HDDR

A *figura 5.3.1.A.* é uma representação esquemática bastante simplista de um circuito randomizador do gravador HDDR. Este circuito consiste em um *shift register* de uns 15 ou mais bits que é usado para randomizar o NRZ antes de escrevê-lo na fita. O código NRZ não-randomizado não é satisfatório para gravação porque pode desenvolver um componente CC grande caso não haja nenhuma mudança de bit durante um paríodo extenso de tempo. O gravador analógico não pode gravar estas polarizações CC grandes. O propósito do randomizador é assegurar que algumas transições de dados acontecerão nos dados gravados, até mesmo se os dados de NRZ que entram não mudam.

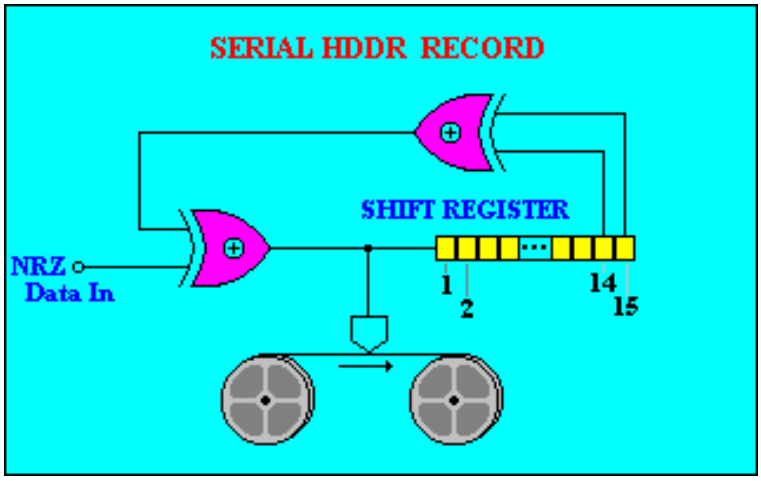


Figura 5.3.1.A. – O circuito randomizador de um gravador HDDR.

Esta implementação usa duas portas OU exclusivas. Lembre que uma porta OU exclusiva (XOU) produz uma saída verdadeira se e só se somente uma ou outra das entradas é verdade. Produz uma saída falsa se ambas as entradas forem verdades ou falsas. Assim que a entrada superior para a porta XOU mais baixa for falsa, a entrada para o *shift register* serão os bits originais no stream de dados NRZ. Estes bits são deslocados através do *shift register* um de cada vez, a cada ciclo de *clock*. Quando o bit 14 ou 15 forem verdadeiros, mas não ambos, a saída da porta XOU superior será verdadeira o que essencialmente complementará os bits de entrada antes que eles sejam gravados. Isto assegura que se o *stream* de entrada inteiro fosse todo de bits verdadeiros, o 14º bit verdadeiro forçaria um bit falso. Conseqüentemente randomizaria-se os dados de tal modo que pode ser derandomizado usando-se um circuito relacionado para a reprodução. Isto geralmente assegura que uma polarização CC grande não poderá constituir-se nos dados, fazendo-o mais satisfatório para a gravação digital.

<u>Reprodução HDDR</u>

A *figura 5.3.1.B.* é uma representação esquemática bastante simplista de um circuito randomizador do reprodutor HDDR. Nele o dado da fita é passado em um *shift register* similar ao usado na gravação. Note que o mesmo par de portas XOU e as mesmas posições do *shift register* são usados como eram usados no circuito do gravador.

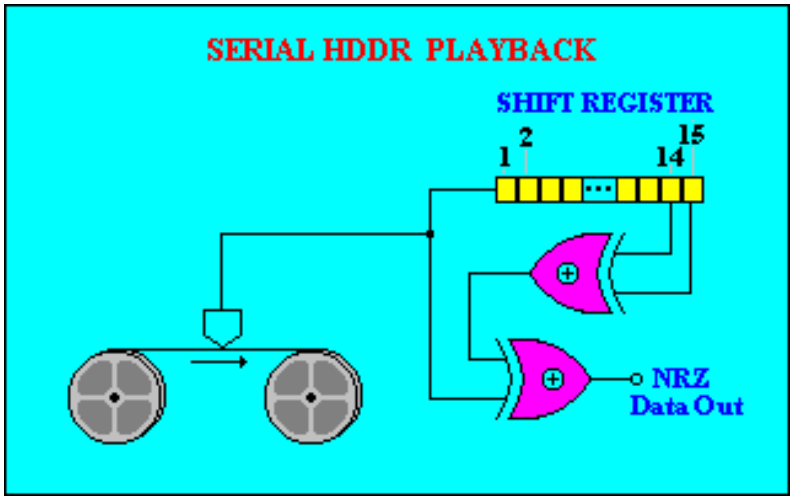


Figura 5.3.1.B. - O circuito derandomizador de um reprodutor HDDR.

Note que se a saída da XOU superior for baixa, os valores de NRZ normais são deslocados para fora. Se por outro lado se o bit 14 ou 15, mas não ambos, forem positivos, a saída da XOU superior será alta, e o bit consecutivo da fita será complementado. Isto derandomiza a fita e restabelece o NRZ normal como saída de dados. Conseqüentemente pode-se armazenar os dados de NRZ sem medo de perda de dados devido a uma formação de polarização CC grande. Estes circuitos são fornecidos com o HDDR.

5.3.2. Tecnologias AIT e SAIT

AIT (Advanced Intelligent Tape)

As mídias AIT, desenvolvidas pela Sony, são caracterizadas pela mídia de 8 mm em um encapsulamento compacto de 3,5 polegas apresentando gravação *helical-scan*, arquitetura única *Memory-in-Cassette* (MIC), tecnologia avançada de cabeça de gravação/leitura e o uso de mídia *Advanced Metal Evaporated* (AME). Estas características resultam em alta capacidade e desempenho, e incrível confiabilidade, rápida procura por dados e proteção de dados superior através do uso da capacidade *Write-Once-Read-Many* (WORM). Abaixo estão alguns exemplos de fitas AIT:

Fotos 5.3.2. – Exemplos de fitas AIT da Sony disponíveis no mercado.

Desde que a plataforma de tecnologia AIT foi anunciada em 1996, a Sony tem continuamente melhorado o formato, introduzindo três gerações de AIT compatíveis com aplicações indo da escrivaninha aos empreendimentos. A *figura 5.3.2.A.* ilustra a evolução da tecnologia de fitas AIT, que são extensamente usadas hoje em dia.

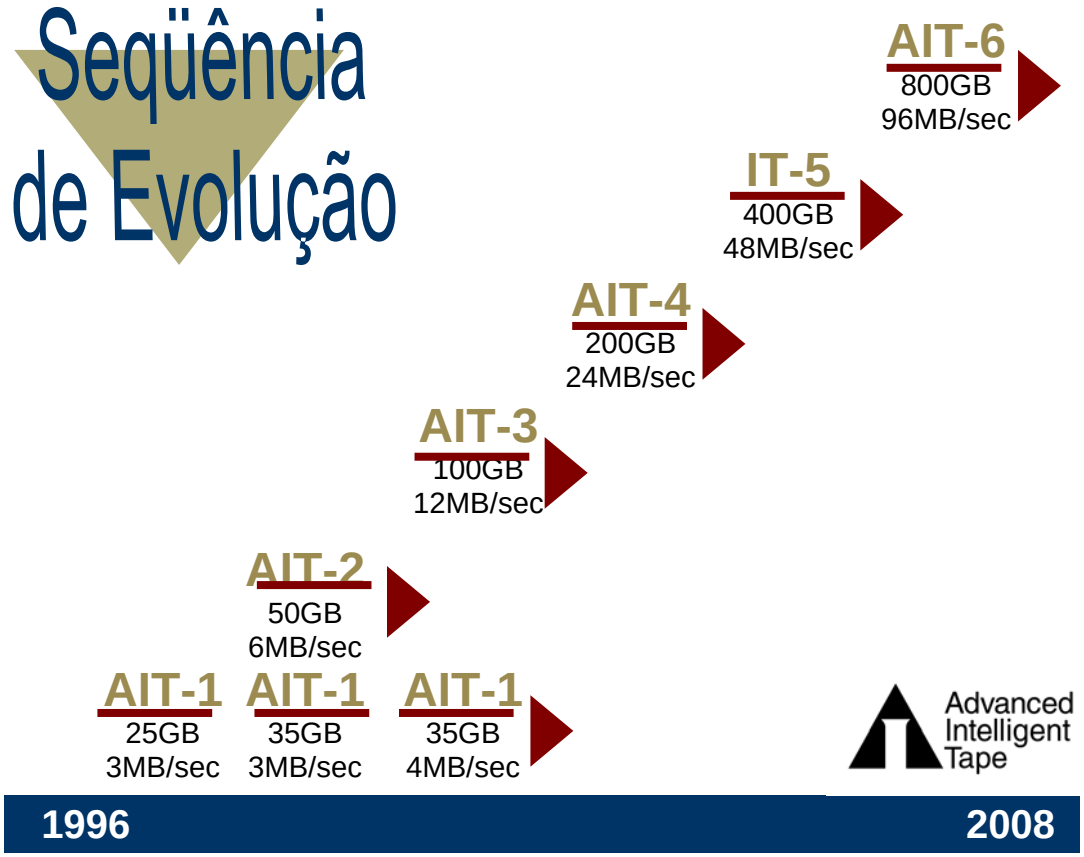


Figura 5.3.2.A. – Seqüência de evolução das fitas AIT da Sony.

<u>SAIT (Super Advanced Intelligent Tape)</u>

O SAIT na sua primeira geração fornecerá capacidade de armazenamento de até 500 GB

de dados não comprimidos em um único carretel e em cartucho de pequeno tamanho, e apresentará uma taxa de transferência sustentada de até 30MB por segundo de dados não comprimidos. Esta capacidade irá se extender até a 4TB de dados armazenados na sua quarta geração. A evolução planejada para o SAIT é mostrada na *figura 5.3.2B.*:

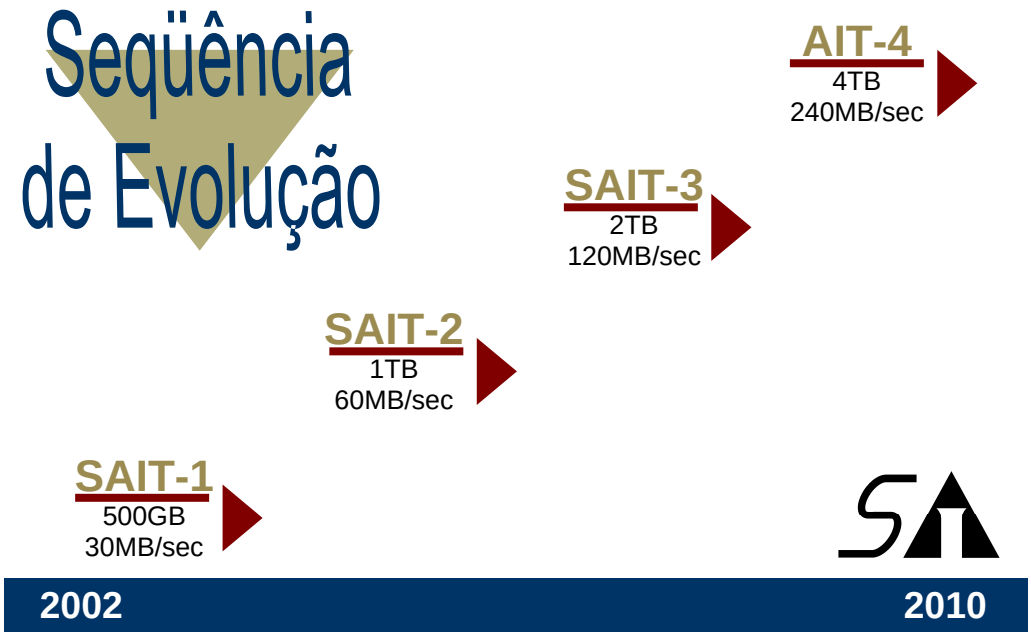


Figura 5.3.2.B. – Seqüência de evolução das fitas SAIT da Sony.

A tecnologia SAIT utiliza a mídia com *Advanced Metal Evaporated* (AME), que combina alta capacidade com alta durabilidade. O AME cria uma camada de gravação de aproximadamente 100% de material magnético, em contraste com as tecnologias de fitas convencionais que podem ter até menos de 50% de material magnético. Densidade de área e capacidade mais altas é o resultado, como uma superfície de fita mais suave que prolonga significantemente a vida da cabeça e da mídia.

Memory-in-Cassette (MIC)

As mídias AIT apresentam um elemento de memória semicondutor inovativo chamado de *Memory-in-Cassette* (MIC). O MIC é um chip de memória no cartucho de dados que provê uma conexão direta e imediata aos processadores *on-board* do *drive*, o que acelera o acesso aos arquivos e aos dados do cartucho, e matêm os registros do sistema outras informações definidas pelo usuário e fornece várias informações da história e do estado atual do cartucho de dados.

Informações e parâmetros de procura de arquivos são formatados dentro do sistema MIC

(*figura 5.3.2.C.*), e não usa o índice de arquivos em fita ou requer tempos longos de carregamento da fita e processo de encadeamento de fita como outras tecnologias. O tempo de acesso aos dados é efetivamento cortado à metade, independentemente da velocidade da fita ou densidade de gravação.

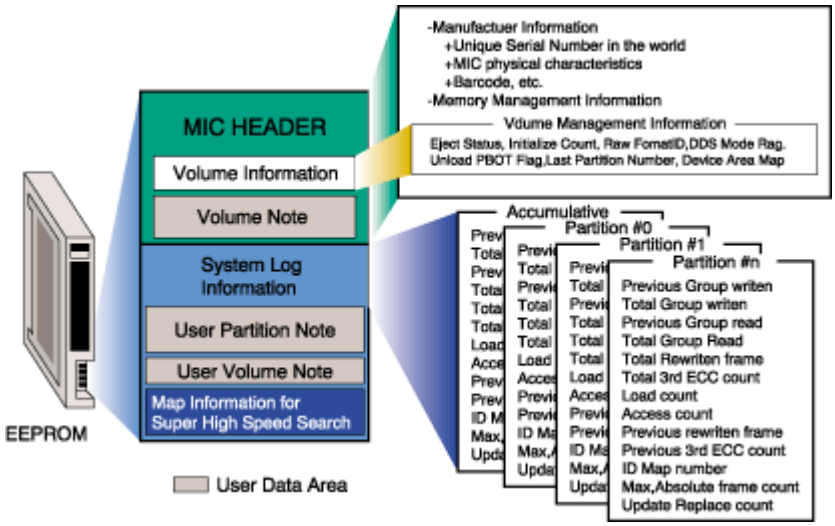


Figura 5.3.2.C. - Elemento de memória semicondutor chamado de Memory-in-Cassette (MIC).

A tecnologia AIT-1 e AIT-2 incorpora o MIC, enquanto que o AIT-3 incorpora o *Remote-MIC* (R-MIC), que permite ao *drive* da fita acessar dados valiosos do cartucho de dados sem o uso de conexão física, reduzindo o desgaste de ambas a fita e o *drive*. A arquitetura R-MIC também provê uma área protegida única que é usada para a implantação do *Write-Once-Read-Many* (WORM), característica do AIT-2 e AIT-3.

5.3. Gravação pós-processamento

Além das gravações feitas dos dados de telemetria de banda base e de pré-detecção, outra gravação é feita depois que os dados de telemetria foram decomutados e processados. Nesta fase normalmente os dados já estão em um formato digital e tem um ID de parâmetro e uma etiqueta de tempo. Porém, os parâmetros seriam gravados em grande quantidade, identificados com marcadores de *frame* ou de *subframe* e tempo IRIG. No passado este tipo de gravação era normalmente feita em gravadores de fitas digitais de nove trilhas, mas outros dispositivos como discos rígidos, discos ópticos, ou até mesmo discos flexíveis ainda são usadas.

Quando possível, todos os dados processados são gravados, mas a quantia de dados no *stream* pode ultrapassar a capacidade de gravação disponível. Neste caso pode ser pedido ao

usuário identificar um subconjunto de parâmetros a serem gravados. Este subconjunto poderia ser para arquivamento ou poderia ser gravado em uma mídia que os usuários podem levar para análise no equipamento deles. Esta gravação pode ser feita em tempo real ou pós-operacional. Lembre-se também que desde que a gravação dos dados de banda base e de pré-detecção estão disponíveis, várias reproduções pós-operacionais diferentes podem ser feitas para satisfazer as várias exigências do usuário. Sistemas de telemetria modernos oferecem vasta flexibilidade aos usuários para satisfazer as suas exigências de empacotamento de dados.

É mostrado na *foto 5.3.* um dispositivo de armazenamento óptico com discos ópticos removíveis.

Foto 5.3. – Um dispositivo de gravação óptico com discos removíveis.

5.3.1. Discos flexíveis

O disquete (ou disco flexível) evoluiu para se tornar um ingrediente fundamental de todo computador pessoal (o PC), incluindo aqueles que são usados em sistemas de telemetria. Originalmente um disco de 5,25 polegadas (*foto 5.3.1.A.*) foi usado para gravar 180 Kbytes de dados em um único lado. Logo depois disso, discos de dupla densidade estavam armazenando 360 Kbytes que permaneceram o padrão por vários anos. Depois um formato de disco de alta densidade (HD) foi introduzido e que poderia armazenar 1,2 MB de dados nos dois lados. Mas este sistema de discos já está ultrapassado.

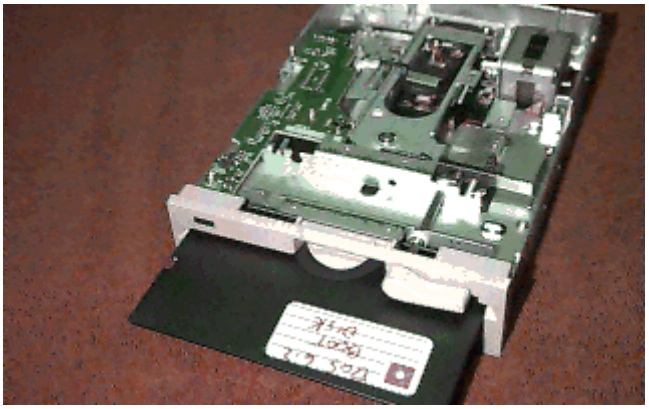


Foto 5.3.1.A. – Disquete de 5,25 polegadas.

O disquete de 5,25 polegadas de diâmetro foi substituído por um disco com capa dura de 3,5 polegadas. Os discos de 3,5 polegadas iniciais podiam armazenar 720 KB, mas hoje a maioria dos disquetes de 3,5 polegada são de 1,44 MB, e de 2,88MB estão disponíveis. O *drive* para disquetes de 1.44MB é atualmente o padrão para a maioria dos PCs.

Embora os *drives* de 1,44 MB pudessem armazenar muito poucos dados de telemetria, onde as taxas de dados correm a 10 Mbps, eles ainda são extensivamente usados em sistemas de telemetria. O disquete provê um modo conveniente para armazenar programas pequenos que processam dados, dados de telemetria selecionados, dados de calibração, e programas aplicativos. Também provê um modo para mover quantias limitadas de dados entre o processador de dados de telemetria e uma estação de trabalho. Eles também são usados para simulação e funções de calibração. Eles também provêem um modo conveniente para comparar sistemas de armazenamento, como notar que um único CD ROM é capaz de armazenar 640 MB de dados que são equivalentes a 444 disquetes de 3,5 polegadas.

Tecnologia SuperDisk

A Imation desenvolveu um disquete de 3,5 polegadas (o mesmo tamanho que um disquete de 1,44 MB padrão) com capacidade de armazenar dados de 120 MB ou 240 MB (*foto 5.3.1.B.*). O *drive* do SuperDisk também pode ler e gravar os disquetes de 1,44 MB. Eles são extensamente usados para transportar dados.

Foto 5.3.1.B. – Disquetes SuperDisk da Imation.

<u>Tecnologia ZIP Drive</u>

Os disquetes Zip Drive (da Iomega) são discos que armazenam dados magnéticamente, de forma segura. Um disquete Zip de 250MB pode armazenar a mesma quantidade de dados que 173 disquetes de 1,44 MB.

Existem disquetes de 100 MB, 250 MB ou 750MB (mais que um CD) (*fotos 5.3.1.C. e 5.3.1.D.*). Pode-se escolher entre versões de *drives* internos ou externos.

750 MB

250MB

100MB

Fotos 5.3.1.C. – Exemplos de drives ZIP da Iomega.

Foto 5.3.1.D. –Disquetes ZIP Drive.

Também existem os diquetes Jaz, que são similares aos ZIP, e que permitem aos profissionais capacidade de espaço para dados dinâmicos praticamente ilimitada. Eles estão disponíveis nos tamanhos de 1 GB e 2 GB.

5.3.2. Discos rígidos

O nome disco rígido geralmente se refere a um dispositivo de armazenamento magnético com uma mídia não-removível (*foto 5.3.2.A.*). Os primeiros discos rígidos usaram um esquema codificação FM modificado chamado MFM. A codificação MFM era originalmente chamada de dupla densidade quando foi usada para melhorar o desempenho de discos flexíveis. O MFM é um esquema de codificação atraente porque é simples codificar e decodificar. Os *drives* MFM geralmente cobrem a faixa do Seagate ST-225 de 20 MB até o Seagate ST-4096 de 80 MB. O MFM também é chamado de especificação de interface ST-506 ou ST-412.

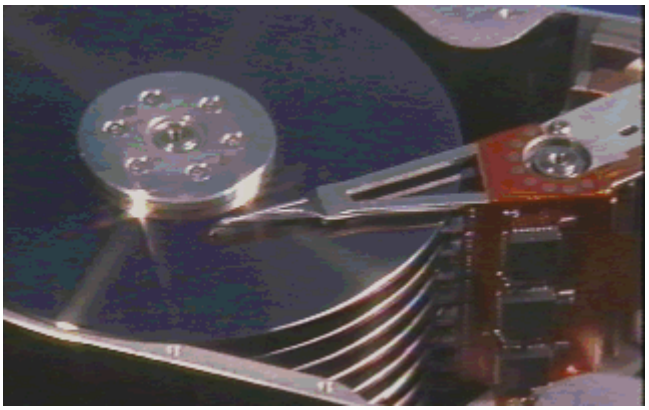


Foto 5.3.2.A. –O nome disco rígido geralmente se refere a um dispositivo de armazenamento magnético com uma mídia não-removível.

Subseqüentemente, uma codificação *Run Length Limited* (RLL) foi desenvolvida usando um esquema de codificação de grupo para aumentar a densidade de dados. Na codificação RLL, se agrupam *streams* de dados e cada grupo de dados produz um padrão de gravação que depende dos bits que vieram antes dele. A codificação RLL elimina transições de fluxo de freqüências altas e permite uma densidade de dados aumentada. O esquema popular RLL 2,7 provê uma melhoria de 50% em relação ao MFM. Isso significa que aumenta-se a capacidade de um *drive* em 50%, e a taxa de transferência de dados também. Os *drives* RLL geralmente usam uma mídia de gravação magnética superior devido à densidade mais alta, mas muitos *drives* de MFM estão operando hoje com sucesso no formato RLL.

A próxima codificação de disco rígido mais significante foi chamada de *Enhanced Small Device Interface* (ESDI). O ESDI é essencialmente uma interface ST-506 melhorada e de velocidade mais alta. As características do ESDI melhoraram as taxas de dados. A interface ESDI usa um separador de dados localizado na unidade de disco que melhora a compatibilidade e fez o

ESDI independente da taxa de dados. Os *drives* ESDI estão disponíveis a até 889 MB com taxas de transferência de dados de até 28 Mbps. A tecnologia ESDI abriu caminho para o MAXTOR.

Os *drives* mais novos integram muito do *hardware* controlador IBM na unidade de disco. São chamados de *drives Intelligent Drive Electronics* (IDE). *Drives* com 8 bits de interface são chamados de XT e os com 16 bits de interface são chamados de AT, seguindo as convenções da IBM para seus barramentos de PCs XT e AT. D*rives* IDE são geralmente muito menores em tamanho e com desempenho melhorado em relação aos MFM ou RLL. Os *drives* IDE fizeram o MFM e o RLL literalmente ficarem obsoletos. Os *drives* IDE originanalmente tinham uma limitação de 528 MB, mas essa limitação não existe mais e os *drives* IDE melhorados *Enhanced IDE* (EIDE) apresentam de 1 GB para mais.

Também há uma *Small Computer Systems Interface* (SCSI), pronunciado SCUZZI, que foi originalmente desenvolvido para os computadores Macintosh Apple. Está agora também disponível para PCs. O SCSI oferece a habilidade de encadear até sete dispositivos, dos mesmos ou diferentes tipos, em um único controlador. O SCSI é basicamente uma interface paralela bi-direcional de 8 bits de alta velocidade que foi unificada em termos de *hardware* e *software* pelo *American National Standards Institute* (ANSI). Um padrão ANSI novo, o SCSI-II, está tentando melhorar a interface de programa do SCSI.

Os discos rígidos de hoje em dia podem oferecer de alguns GigaBytes a até alguns TeraBytes a baixo custo por MegaBytes. Eles são rápidos, seguros, pequenos em tamanho, e desfrutam de baixo custo. Eles são os candidatos satisfatórios para armazenar dados de telemetria durante o processamento de dados. O dados de telemetria finais geralmente são arquivado em fitas magnéticas depois que o processamento é completado. Estes discos rígidos podem ser usados para desenvolver sistemas de aquisição de dados de alta velocidade (DAS). O DAS pode adquirir todos os dados em tempo real e pode arquivar isto a uma taxa muito mais lenta.

Discos rígidos de mesa e portáteis

Estão disponíveis no mercado inúmeros discos rígidos de mesa ou portáteis (*foto 5.3.2.B.*). Eles geralmente são conectados ao computador por uma porta USB 2.0/1.1 ou *FireWire*. Seu encapsulamento robusto e delgado faz ficar fácil e seguro o transporte de dados, pois ainda contam com a tecnologia de choque de queda, que previne danos causados por quedas acidentais. Eles são tão pequenos que cabem no bolso.

Foto 5.3.2.B. – Exemplos de discos rígidos portáteis.

Eles podem prover armazenamento de segurança para os dados, pois apresentam sistemas de recuperação de disastres. Eles são excelentes dispositivos para transporte de dados em sistemas de telemetria.

5.3.3. CD ROMs

O *Compact Disk* (CD) *Read Only Memory* (ROM), chamado CD-ROM *(foto 5.3.D.)*, rapidamente se tornou a mídia de escolha para distribuição comercial de programas. Todos são familiarizados com o disco de CD-ROM usado para distribuir música. O mesmo disco de plástico metalizado de 4 ¾ polegadas (12,0 cm) também pode armazenar 640 MB de dados digitais; o que equivale a 444 diquetes de 1,44 MB. Hoje em dia também há CD-ROMs de 700MB de capacidade de armazenamento de dados. Eles podem ser achados facilmente no mercado.

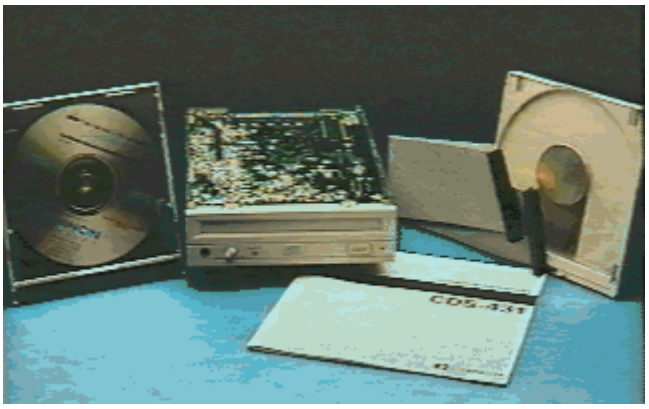


Foto 5.3.D. - O Compact Disk (CD) Read Only Memory (ROM), chamado CD-ROM.

Conforme o disco gira, o feixe de um minúsculo laser de baixa potência é focalizado por uma lente sobre a superfície do disco. A luz ou é refletida a um detector ou é espalhada, dependendo ou não se a cobertura metalizada foi removida naquele local. A luz refletida é detectada usando um fotodiodo, e o dados codificados são enviado à eletrônica do *drive*. O CD consiste de uma única trilha em uma espiral na superfície do CD. Os dados são gravados do

interior para a parte mais externa do disco. Leva aproximadamente 75 minutos para ler um CD inteiro em um *drive* de uma única velocidade. *Drives* de única velocidade ou 1X operam a taxas de transferência de 150 Kbps. Também há *drive* de 2X, 3X, e até 52X que podem operar em múltiplos de 150 Kbps.

Os discos de CD-ROM usam um esquema de gravação EFM (que foi citado anteriormente) que foi escolhido pela simplicidade e baixo custo. Um sistema de correção de erro especial chamado *Reed Solomon* é usado para corrigir qualquer erro descoberto pela eletrônica do *drive*. Dois sistemas de servo de ciclo fechado mantêm o alinhamento. Um move a lente focalizadora no laser para focalizar a luz do laser no disco e o outro move o laser, lente, e fotodiodo para coloca-los corretamente na trilha. A única trilha é uma espiral de aproximadamente 50000 vezes ao redor do centro do disco.

Há gravadores de CD-ROM graváveis (CD-R) e CD-ROM regraváveis (CD-RW). O disco de CD em branco é uma mídia de baixo custo. O formato físico de dados do CD-ROM está conforme a specificação ISO 9660 da *International Standards Organization* (ISO)**.** Ela define o formato dos arquivos e diretórios. O Modo 1 usa correção de erros e o Modo 2 não. Só o Modo 1 é satisfatório para gravação de dados digitais.

Tipicamente os gravadores de CDs apresentam sua velocidade da seguinte maneira: 16x10x40x. Essas velocidades se referem às seguintes funções do *drive* gravador de CDs: escrever em mídia "R" x escrever em mídia "RW" x ler de mídia "ROM".

O CD-ROM não é satisfatório para armazenamento de dados em tempo próximo do real porque até mesmo 600 Kbps de dados é uma taxa de transferência inaceitável para gravar 5 Mbps de dados digitais de telemetria. Os *drives* de CD-ROM são satisfatórios para arquivar dados de telemetria, e eles são muito úteis para distribuir dados, programas aplicativos, e resultados processados.

5.3.4. DVDs

DVD, que já significou *Digital Video Disc* e mais tarde *Digital Versatile Disc*, hoje é só DVD. Ele não é mais o acrônimo que era antes. O DVD é hoje o formato preferido para armazenar vídeo, áudio e dados, e portanto é uma escolha a se considerar para armazenar dados pós-operacionais de telemetria. Será explicado sucintamente aqui as características físicas do DVD e sua capacidade de armezenar dados, e ver no que é diferente do *Compact Disc* (CD) que é um formato familiar a todos. Também será visto os vários formatos de aplicações do DVD.

O disco

Como um disco, o DVD se assemelha muito com um CD. Ambos são discos brilhantes de 4 ¾ polegadas (12,0 cm) de diâmetro. Ambos são formatos ópticos contendo informações digitais. Isto significa que um laser é usado para ler os dados digitais codificados no disco. Mais é aqui que as similaridades terminam.

O DVD é na realidade uma família de formatos físicos e de aplicações. O formato físico pode suportar algo em torno de 7 a mais de 25 vezes os dados digitais de um CD, dependendo da construçõs do disco. Adicionalmente, o DVD pode ser usado para vídeo, áudio ou armazenar dados, em aplicações como DVD-Video, DVD-Audio, ou DVD-ROM, respectivamente.

O formato físico

Há três razões para a maior capacidade de dados do DVD:

1. Menor tamanho de depressões;

2. Espaçamento entre trilhas mais apertado;

3. Capacidade de múltiplas camadas.

Menor tamanho de depressões: os DVDs têm menor tamanho de depressões que os CDs *(figura 5.4.4.)*. Essas depressões (*pits*) ou covas na superfície do disco permitem ao laser destingüir entre os "1s" e "0s" digitais.

Espaçamento entre trilhas mais apertado: os DVDs também apresentam espaçamento entre trilhas mais apertado entre as espirais das depressões *(figura 5.3.4.).* Para que um leitor de DVD possa ler as depressões e espaçamento entre trilhas menores, um laser de feixe menor é necessário. Esta é uma das razões pelas quais os leitores de CD não podem ler os DVDs, enquanto que os leitores de DVD podem ler CDs.

Figura 5.3.4. – Uma comparação entre o tamanho das depressões e o espaçamento entre trilhas do CD e do DVD.

Capacidade de múltiplas camadas: finalmente, os DVDs podem ter até 4 camadas de informação, com duas camadas em cada lado. Para ler as informações na segunda camada (do mesmo lado), o laser se foca mais profundamente no DVD e lê as depressões na segunda camada. Quando o laser muda de uma camada para outra, ele é chamado de *layer switch* ou de *RSDL switch* (*reverse spiral dual layer switch*). Para ler as informações do outro lado do DVD, quase todos os leitores de DVDs necessitam que o usuário vire o disco.

Baseados nas opções de DVD com duas camadas e dois lados, existem quatro formatos para construção dos discos:

1. Um lado, camada simples;

2. Um lado, duas camadas;

3. Dois lados, camada simples;

4. Dois lados, duas camadas.

Um lado, camada simples: também conhecido como DVD-5, esse formato de construção mais simples pode armazenar 4,7 GB de dados digitais. O "5" no "DVD-5" significa o valor de quase 5 GB de capacidade de dados. Comparado aos 650 MB do CD de dados, o DVD-5 básico têm mais de 7 vezes a capacidade de dados de um CD.

Um lado, duas camadas: a contrução do DVD-9 suporta cerca de 8,5 GB. O DVD-9 não requer a viragem do disco, já que o leitor automaticamente muda para a segunda camada em uma fração de segundo, refocando o seu laser.

Dois lados, camada simples: conhecido como DVD-10, esta construção apresenta uma capacidade de 9,4 GB de dados. Ele requer uma viragem de disco para ler a segunda camada, caso o leitor não tenha capacidade de fazer isso automaticamente.

Dois lados, duas camadas: a construção do DVD-18 pode armazenar aproximadamente 17 GB (quase 26 vezes a capacidade de um CD). Pense no DVD-18 como um DVD-9 de duas faces. O DVD-18 custa muito mais caro para produzir, e assim muitas vezes é vantajoso usar dois DVD-9 no lugar de um DVD-18.

Formatos graváveis de DVD

Até agora foi discutido os formatos pré-gravados, aqueles que foram fabricados com o conteúdo já gravado. No entanto os DVDs incluem também formatos graváveis (veja *foto 5.3.4.*). Existem três diferentes formatos de DVDs graváveis:

- **DVD-R/RW:** formato com variantes de gravação única (DVD-R) e de regravação (DVD-RW);
- **DVD+R/RW:** formato com variantes de gravação única (DVD+R) e de regravação (DVD+RW);
- **DVD-RAM:** formato regravável.

Foto 5.3.4. – Exemplos de algumas mídias de DVD graváveis.

Cada um destes formatos de DVD regraváveis são ligeiramente diferentes. As diferenças são suficientes para criar problemas de incompatibilidade mútua.

Formato DVD-R/RW: consiste do DVD-R de escrita única (pronunciado como "DVD traço R", e não "DVD menos R") e o regravável DVD-RW (pronunciado como "DVD traço RW"). O DVD-R/RW é a abreviação de "DVD-R e DVD-RW".

Formato DVD+R/RW: como o formato anterior, DVD+R/RW consiste do DVD+R de gravação única (pronunciado como "DVD mais R") e o DVD+RW regravável (pronunciado como "DVD mais RW". O DVD+RW oficialmente significa "DVD+ReWritable Video". Note que o formato anterior tinha um traço ("-"), enquanto que este formato tem um mais ("+"). Em comparação com os outros formatos, o DVD+R/RW foi o último a ser lançado. O DVD+R/RW compete diretamente com o DVD-R/RW. O DVD+R/RW apresenta características melhores que o DVD-R/RW, e por isso sua mídia é um pouco mais cara.

Formato DVD-RAM: o terceiro formato gravável é o DVD-RAM. Um disco de DVD-RAM parece como outro DVD qualquer. Mas não faça confusão, pois o DVD-RAM não é de muitas maneiras um DVD real. Como a segunda parte do seu nome indica, ele é como uma memória de acesso randômico. A maneira mais fácil de se pensar em um DVD-RAM é como um disco rígido removível. O DVD-RAM usa tecnologia para permitir até 100000 ciclos de gravação.

O DVD é um formato que interessa em muito às aplicações de telemetria, para armazenar por longo tempo grandes massas de dados gravados e acumulados com a realização de diversos ensaios, ocupando o mínimo de espaço e a custos reduzidos. Desses formatos de DVD o mais adequado na maioria das aplicações em telematria seria o DVD-R/RW, que apresenta uma mídia barata, com muitos modelos de gravadores disponíveis no mercado, e uma grande compatibilidade com leitores de diversos tipos, o que não ocorre com os outros formatos. Essa característica de compatibilidade é muito importante no momento de fornecer os dados em DVD aos usuários.

5.3.5. Torre de armazenamento

A torre de armazenamento típica é um servidor ou computador pessoal. Ela é somente uma fonte de energia e algum meio de conectar muitos dispositivos de armazenamento em massa juntos para aumentar a capacidade. Tipicamente uma interface SCSI é usada. Este dispositivo em particular *(foto 5.3.5.)* oferece cinco discos removíveis que podem armazenar até muitos GigaBytes cada, para uma capacidade total de talvez alguns TeraBytes. Taxas de transfrência de até 20 Mbps são possíveis.

Foto 5.3.5. – Torre de armazenamento típica, com cinco discos removíveis.

6. Mostradores

Há vários modos de exibir os dados de telemetria. Antigamente os dispositivos mostradores eram limitados principalmente a três métodos: *strip charts*, oscilógrafos, e medidores eletro-mecânicos. A introdução de computadores no processamento de dados de telemetria aumentou grandemente o número de técnicas de exibição disponíveis. Os métodos de exibição adicionais incluem mostradores tabulares de dados em papel ou CRT, e mostradores gráficos que podem ser criados no formato que o usuário desejar. Qualquer um desses dispositivos podem ser usados em tempo real ou em exibição pós-operacional.

Alguns desses dispositivos mostradores e suas características serão discutidos nas páginas seguintes.

6.1. Gravadores strip chart

Gravadores *strip chart* (*foto 6.1.A.*) provêm uma gravação analógica contínua de um parâmetro. A gravação é provida em mídia de papel. O papel é movido passando por um marcador que deixa um registro permanente no papel. Em gravadores *strip chart* mais velhos este marcador é uma caneta de tinta ou um marcador térmico. Estes dispositivos mais velhos usavam um galvanômetro para mover o marcador em cima de alguma faixa calibrada no papel com respeito a uma entrada de sinal. O papel usado neste tipo de gravador *strip chart* tem marcações de canais pré-impressas com linhas finas de escala contínua pré-impressa em cada canal. Tipicamente eles têm 8 canais distribuídos pela largura do papel com cada canal sendo de aproximadamente 2 polegadas de largura. O sinal de entrada que comanda um canal deve ser condicionado a uma faixa de tensão compatível com o deflexão do galvanômetro. Antes de uma operação, cada canal é calibrado para zero e para o movimento completo do galvanômetro uma conferência de linearidade é feita variando a tensão de entrada por várias divisões iguais. Gravadores *strip chart* modernos não usam nem um galvanômetro nem papel de pré-impresso. Eles imprimem os limites do canal, a escala, e o sinal quando o papel passa perpendicular a uma cabeça de impressão térmica longa. Estas máquinas mais novas aceitam uma entrada de tensão analógica ou uma entrada digital. O usuário pode especificar o número de canais a serem gravados no papel, dando a possibilidade de exibir um parâmetro em cima de uma porção mais larga do papel se desejado. A cabeça de impressão também pode imprimir a identificação do parâmetro se desejado. Ambos os gravadores *strip chart* mais velhos e mais novos gravam o

tempo IRIG no papel junto com os dados dos parâmetros. Em ambos, pode ser mudada a velocidade à qual o papel passa pelo dispositivo marcador entre várias configurações, normalmente em mm por segundo, para alongar a exibição sobre um período de tempo mais longo.

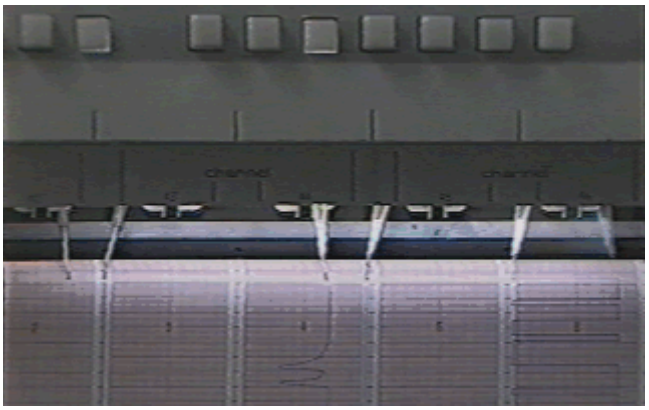


Foto 6.1.A. – Gravadores strip chart fornecem um registro analógico contínuo de um parâmetro.

A resposta em frequência dos gravadores antigos é limitada a cerca de 60 Hz. Isso não é um problema para a maioria dos dados mostrados. *Strip charts* mais novos têm uma resposta em frequência de cerca de 20 kHz.

A *foto 6.1.B.* mostra um armário de estação de terra, com muitos equipamentos receptores. Note alguns *strip charts* à esquerda.

Foto 6.1.B. – Uma estação de terra apresentando alguns strip charts (à esquerda).

Gravadores a caneta

As funções dos gravadores a caneta se assemelham muito aos gravadores térmicos mostrados anteriormente. Com o gravador a caneta, entretanto, usa-se tinta. A tinta é dispersada sobre o papel plano e requer um pouco de tempo para secar, ou poderá manchar.

A única vantagem do gravador a caneta é o uso do papel plano ao invés do papel termo-sensível. Ele tem desvantagens quando comparado aos gravadores térmicos, pois requerem mais manutenção, são mais volumosos, e geralmente menos confiáveis. Eles também têm uma frequência de resposta mais baixa já que o tubo de tinta e o alimentador são mais corpulentos que a cabeça térmica. Em geral, estes gravadores a caneta foram substituídos por gravadores do tipo térmico ou xerógrafo. Um exemplo de gravador a caneta está na *foto 6.1.C.*

Foto 6.1.C. – Gravador a caneta.

<u>Exemplo de saída de um gravador strip chart</u>

A *foto 6.1.D.* é um exemplo da saída de um gravador *strip chart* Astro-Med. A coluna de dados à esquerda é o identificador da foma de onda que pode ser mostrada adjacente à forma de onda para identificar unicamente esta amostra. A próxima coluna mostra um *buffer* de anotação de 128 caracteres que pode ser usado de acordo com a necessidade. Também está mostrado o estado do filtro de posição de ganho e de zero, o texto intercanais e os registros do sistema. Esta unidade fornece controle total sobre o formato do gráfico e anotações.

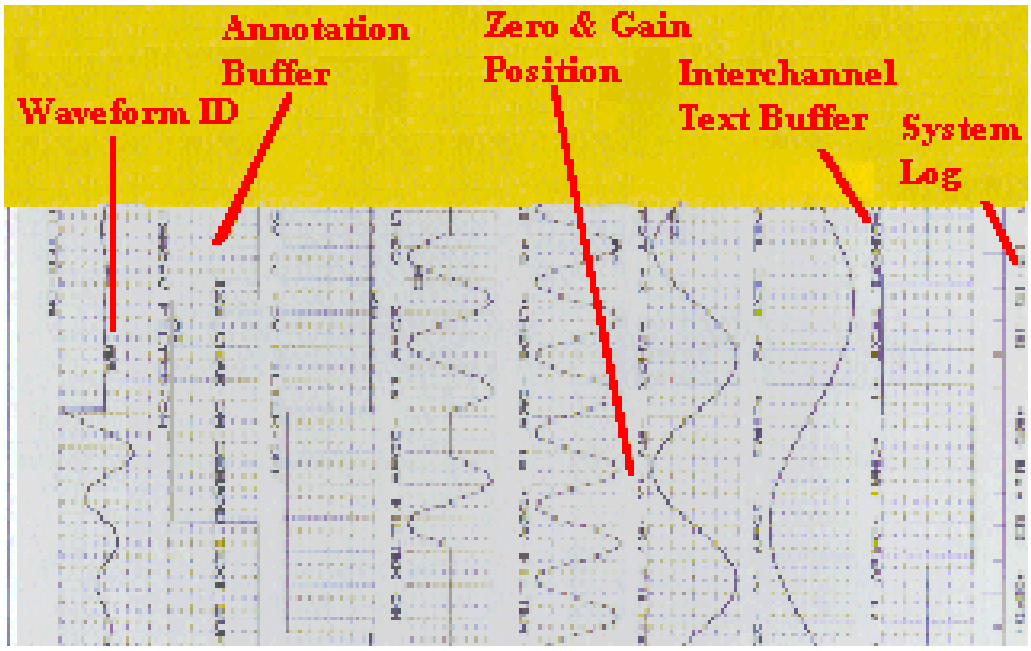


Foto 6.1.D. - Exemplo da saída de um gravador strip chart Astro-Med.

6.2. Oscilógrafo

Um oscilógrafo (exemplo na *foto 6.2.*) é outro tipo de gravador do tipo galvanômetro usado para mostrar dados de telemetria. Neste caso o galvanômetro comanda um espelho que reflete uma fonte de luz sobre um papel sensível à luz. Devido ao pequeno espelho usado, têm-se uma massa muito menor que a caneta de tinta ou cabeça térmica do gravador *strip chart*, e por isso a frequência de resposta do oscilógrafo é muito maior. Dispositivos mais antigos têm galvanômetros intercomutáveis para diferentes exigências de frequência de resposta. Estes primeiros dispositivos têm frequências de resposta de até 8 kHz. Oscilógrafos mais novos vão a até mais. O tempo IRIG é gravado com os dados para correlação de tempo.

Esta resposta de freqüência mais alta é necessária para exibir sinais que têm tempos de elevação rápidos já que, como mostrado anteriormente, tempos de elevação mais rápidos têm componentes de freqüências de ordens mais altas.

Foto 6.2. – Um gravador oscilográfico.

6.3. Mostradores tabulares

Dados tabulares podem estar em vários formatos. Valores de parâmetros mostrados em qualquer forma, de binário a unidade de engenharia podem ser requisitados. As únicas limitações são as do processador de dados. Os dados podem ser impressos em papel com o tempo para dar o histórico dos parâmetros. Monitores tabulares podem ser apresentados em um CRT com a identificação dos parâmetros e seus valores (como mostrado na *figura 6.3.*). Um usuário pode requisitar páginas diferentes de dados tabulares no mesmo CRT, mudadas entre si com um simples aperto de botão.

TABULAR DISPLAY EXAMPLE

TIME	PARAMETER	READING	ECU (VALUE)
10:01:39	AC295BU	0.239842569	0.1246 E -03
10:01:40	AC295BU	0.239826793	0.1245 E -03
10:01:41	AC295BU	0.326975821	0.2396 E -02
10:01:42	AC295BU	0.567389225	0.6795 E -01
10:01:43	AC295BU	0.867290031	0.1289 E -00
10:01:44	AC295BU	0.956873920	0.5692 E +01
10:01:45	AC295BU	0.101213212	0.2386 E -06
10:01:46	AC295BU	0.101213309	0.2387 E -06
10:01:47	AC295BU	0.101213003	0.2386 E -06

Figura 6.3. – Exemplo de exibição de dados tabulares.

Novamente, com a flexibilidade dos sistemas modernos, a variedade de exibições de dados é limitada somente pela imaginação.

6.4. Monitores gráficos

Podem ser usados monitores gráficos para exibir dados de telemetria de qualquer modo que o usuário ou pessoal de segurança da área de teste quiser. Podem ser criadas barras e medidores analógicos com cores para indicar parâmetros dentro - ou fora – das condições de tolerância. Um modelo do míssil ou aeronave pode ser criado para exibir o rolamento, arfagem e guinada medidos. Curvas X-Y de um parâmetro versos outro podem ser criados. Podem ser criados alarmes auditivos para alertar o pessoal para condições inseguras ou fora de tolerância. Podem ser criadas simulações de *strip charts*.

Mostrado na *foto 6.4.A.* está uma estação de trabalho com um CRT para exibições de gráficos. O equipamento é fabricado pela Loral.

Foto 6.4.A. – Estação de trabalho com CRT para exibição de gráficos.

Uma escolha que deve ser feita é relacionada ao tipo de mostrador. Os CRTs convencionais do tipo *raster scan* são muito populares. Estes mostradores são como um tubo de televisão nos quais pintam a tela desenhando telas ao longo da face do tubo. Mostradores vetoriais não esquadrinham o tubo inteiro. Ao invés, eles desenham segmentos de linha entre pontos. Em geral mostradores vetoriais são mais rápido que mostradores *raster*, mas eles são muito mais caros.

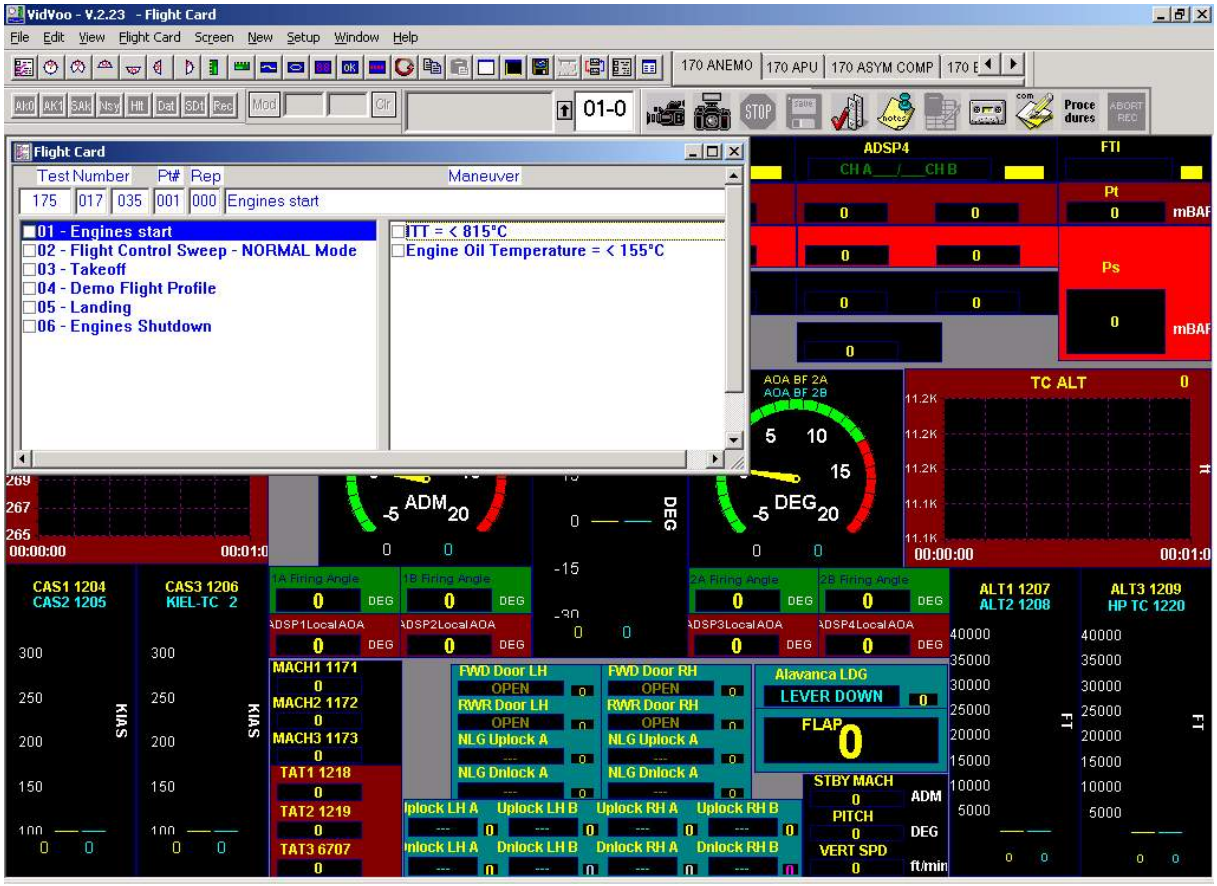
A *foto 6.4.B.* é um exemplo de estação de terra usando monitores gráficos. Note o monitor com a telemetria de vídeo no canto direito. Os dados transmitidos estão sendo mostrados nas estações de trabalho, onde os engenheiros estão analisando os dados em monitores gráficos. Um rádio VHF, para comunicação direta com a aeronave em teste está à esquerda.

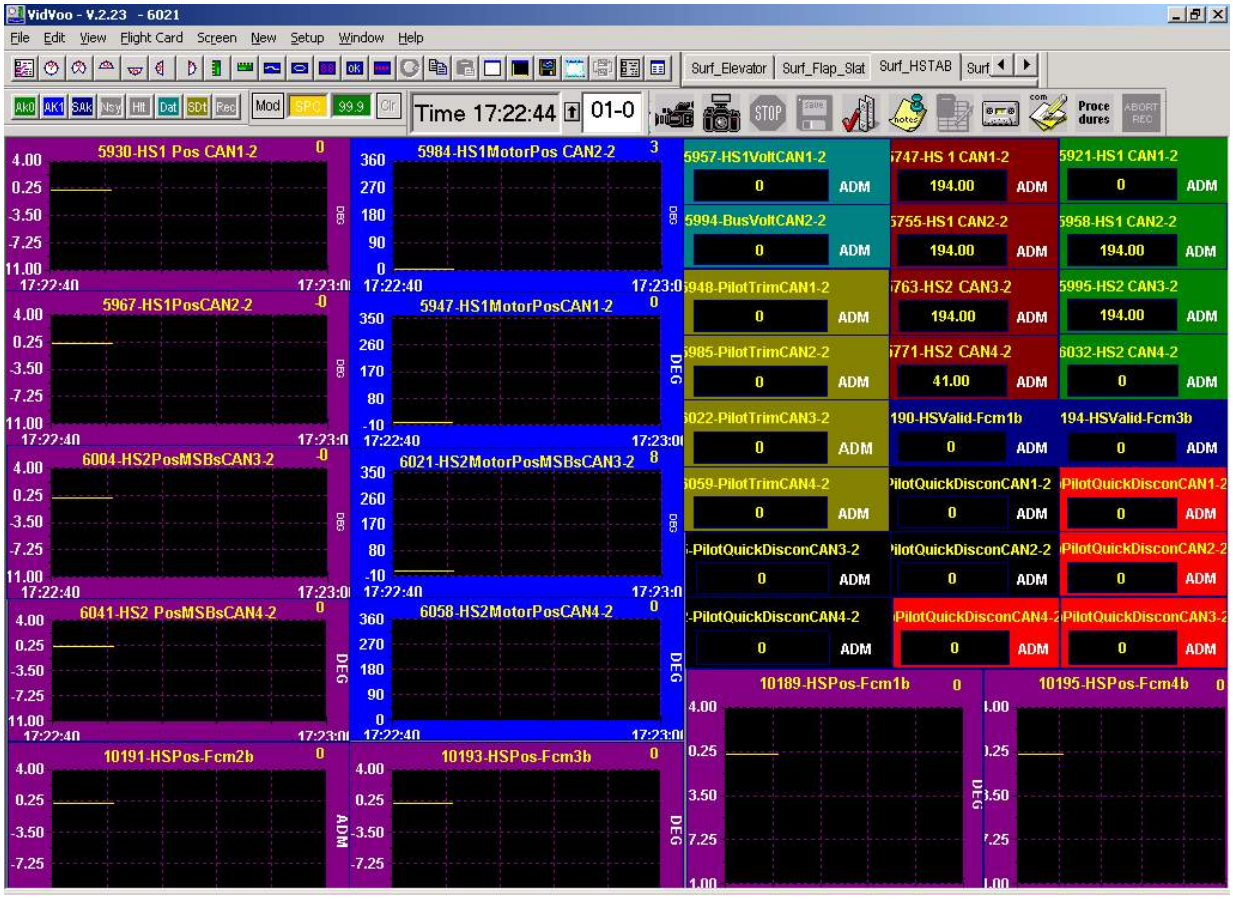
Foto 6.4.B. – Estação de terra usando mostradores gráficos.

O uso de monitores *raster* parece ser mais extensivamente usado hoje. Há uma classe especial de monitores *raster* que utilizam efeitos de plasma que estão e foram desenvolvidos para computadores pessoais. Estes dispositivos de tela plana estão disponíveis em cor e provavelmente dominarão as exibições de telemetria no futuro.

Abaixo está um exemplo de programa usado em estações de trabalho para visualização de

dados de telemetria. O programa mostrado, operado em sistema opracional *Windows*, tem muitas opções de tipos de gráficos e cores, e portanto é muito versátil na visualização. Ele é usado tanto pelo engenheiro de ensaio dentro da aeronave quanto pelos engenheiros em solo analisando o teste na estação de terra. Este programa também apresenta muitos recursos que ajudam os engenheiros durante os testes.





Fotos 6.4.C. – Exemplo de programa gráfico usado na visualização de dados de telemetria. Note a sua versatilidade quanto aos tipos de gráficos e cores.

Em geral, os monitores de telemetria são categorizadas como inteligentes, espertos ou burros. Terminais inteligentes geralmente têm bastante potência de processamento para suportar a aplicação sem o uso de um computador externo. Terminais espertos têm um pouco de potência de processamento interno, mas não bastante para toda a aplicação. Terminais burros dependem totalmente de um processador de telemetria externo.

6.5. Monitores operacionais

Monitores operacionais são um fator nos sistemas de telemetria por muitas razões. Primeiro, os dados de telemetria são frequêntemente mostrados em monitores operacionais. Também, os monitores operacionais podem ser usados para mostrarem qualquer tipo de dados, inclusive os de telemetria. A *foto 6.5.A.* é do centro de controle da área de teste da base área de Vandenberg. Muitas vezes a única diferença entre monitores operacionais e comerciais é o grau de robustez do monitor.

Foto 6.5.A. – View of the Area Control Center (ACC) at Vandenberg AFB.

Monitores raster

Monitores *raster scan* é o tipo mais popular em uso hoje. Toda casa tem um aparelho de televisão com um monitor *raster scan*. A *figura 6.5.B.* mostra a forma da exibição da televisão monocromática. O quadro tem uma razão de aspecto de 4 x 3, e os tubos de cinescópio são vendidos pela medida diagonal. O quadro é desenhado pela intensidade que modula um feixe de elétrons enquanto é varrido pela face do tubo da direita para a esquerda e de cima para baixo. A freqüência vertical é 60 Hz, e a freqüência horizontal é 15,750 Hz. Há dois subquadros entrelaçados que constituem um quadro como mostrado. As 525 linhas são desenhadas a cada quadro, o traço inicial começa no meio da linha superior e o quadro de interlace começa no começo da segunda linha. Há um padrão novo para televisão de alta definição que aumenta o número de linhas pra 1000.

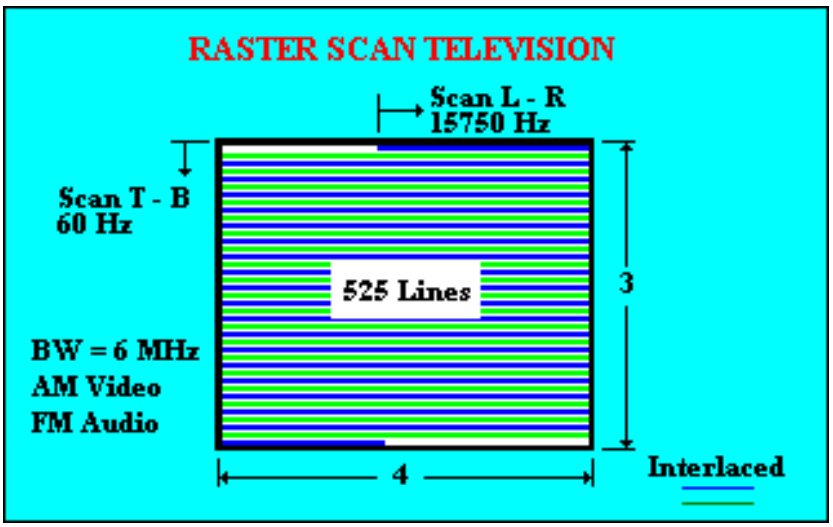


Figura 6.5.B. – Formato de uma tela de televisão monocromática.

Há vários monitores *raster scan* que têm desempenho superior à exibição da televisão. O **Red Green Blue (RGB)**, também chamado de **Color Graphics Adapter (CGA)**, é um monitor de cor que é comandado diretamente por sinais de vídeo vermelhos, verdes e azuis e sinais de sincronização. Estes monitores eram extensivamente usados em computadores da série IBM 8088. O **Enhanced Graphics Adapter (EGA)** era um CGA melhorado com resposta de freqüência aumentada. Era extensivamente usado em máquinas IBM 80286. O CGA não é capaz de apoiar o ambiente Microsoft Windows, mas o EGA é marginalmente capaz. O **Versatile Graphics Adapter (VGA)** se tornou popular com a introdução da série de máquinas IBM 386. Pode suportar uma resolução de monitor de 640x480 elementos de quadro (*pixels*) em cores de oito bits, que são 256 cores. VGAs melhorados são chamados de **Super VGAs (SVGA)** com resolução de 800 x 600 a 256 cores. Monitores mais avançados, que já são bem comuns hoje em dia, podem apresentar resolução de até 1280 x 1024 com 16 milhões de cores.

Monitores *raster scan* se tornaram os mostradores de escolha por causa da alta confiança e custo relativamente baixo. Porém hoje os monitores de tela plana já estão substituindo estes cinescópios.

Monitores coloridos

A *figura 6.5.C.* mostra as três cores primárias que podem ser usadas para gerar todas as cores possíveis. Há dois sistemas em uso comum. Um sistema é o **Red Green Blue** ou sistema **RGB** e o outro é o **Cyan Yellow Magenta** ou sistema **CYM**. De qualquer um destes conjuntos de três cores podemos aditivamente gerar qualquer cor. A cor pode acrescentar consideravelmente à informação apresentada em um mostrador de telemetria. O uso do vermelho para significar um alarme e verde para significar operação normal derivam das luzes dos semáforos e sinais coloridos. É difícil para um ser humano que dirige um automóvel ignorar uma luz vermelha piscando!

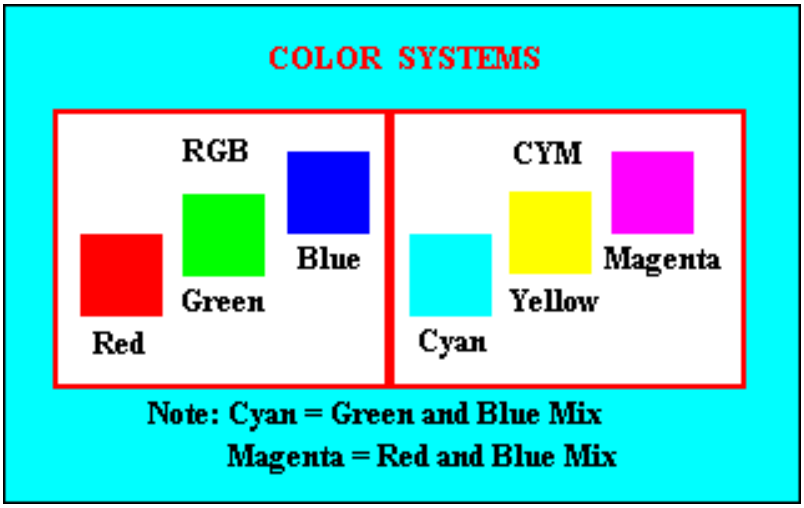


Figura 6.5.C. – Os dois sistemas de cores que podem ser usadas para gerar todas as cores possíveis.

Hoje em dia os monitores monocromáticos são quase impensáveis para qualquer aplicação.

Mostradores alfanuméricos

A *figura 6.5.D.* é de um mostrador de sete segmentos. É uma maneira de baixo custo para exibir informação alfanumérica. Estes mostradores de sete segmentos podem ser comprados como circuitos integrados (ICs) e montados para exibir quantias limitadas de dados alfanuméricos. Os mostradores alfanuméricas são usados para exibir dados alfabéticos e numéricos. Estes mostradores podem ser aperfeiçoados para lidar com 8 bits de dados monocromáticos. Há muitos mostradores de cristal líquido (LCDs) disponíveis, como os usados em relógios de pulso eletrônicos. Há mostradores de plasma gasoso, usados em áreas de teste da Força Área dos EUA. Eles são aperfeiçoados para exibirem dados alfanuméricos, mas poderiam ser usados para alguns dados gráficos simples.

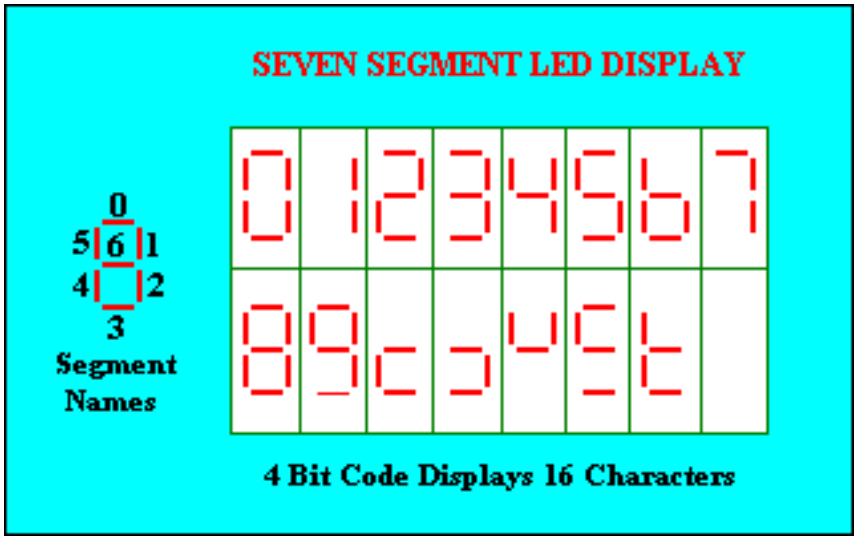


Figura 6.5.D. – Mostrador de sete segmentos.

Mostradores gráficos

Mostradores gráficos em geral incluem todos os tipos de mostradores, incluindo os alfanuméricos. A *foto 6.5.E.* é de um mostrador gráfico que é somente uma pequena porção de um monitor operacional de telemetria. São mostrados dois gráficos que parecem velocímetros. Eles são mostrados dessa forma para facilitar a leitura do operador. Abaixo dos velocímetros são mostrados quatro gráficos parecidos com termômetros. As barras crescem de uma maneira similar a um termômetro para facilitar o uso pelo operador. Rótulos são usados para identificar a medida sendo visualizada e o valor atual.

Foto 6.5.E. – Exemplos de mostradores gráficos em um monitor operacional.

São de particular interesse as curvas e gráficos que mostram a quantidade versos o tempo ou versos outra quantidade. Estes são normalmente mostrados em unidade de engenharia. A beleza dos monitores *raster scan* modernos é que eles podem ser facilmente programados para

mostrar virtualmente qualquer dado, e podem mudar a exibição completamente durante o teste.

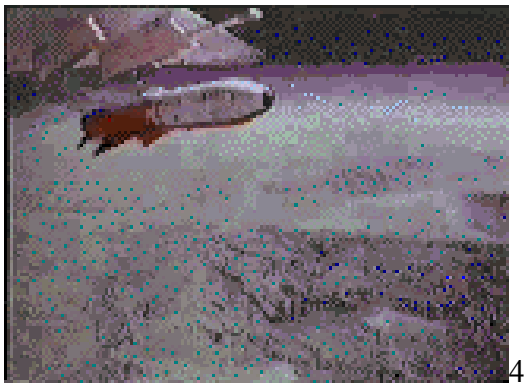
Vídeo

Esta é a *sequência de fotos (6.5.)* de um filme mostrando o míssil Walleye durante uma operação de teste. As últimas cenas mostradas são do vídeo da câmera no nariz do míssil. O enlace de vídeo não é muito diferente do enlace de telemetria. De fato, o vídeo neste caso é um meio de medir o quão bem foi o ataque da arma em teste. Também pode-se notar o quanto a compressão de dados é importante para se diminuir a largura de banda do enlace.

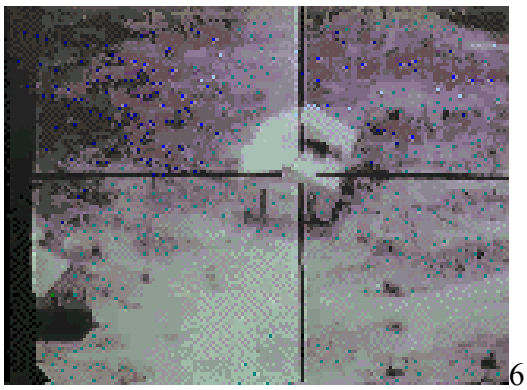
1

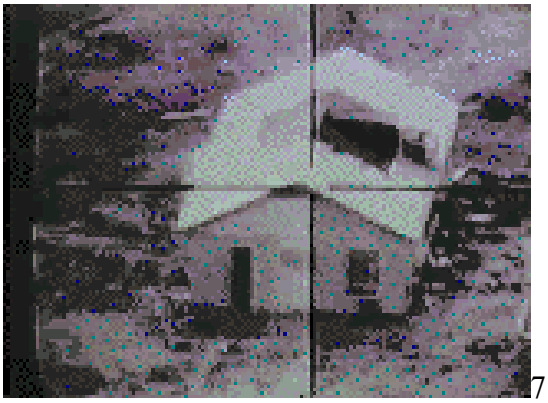
2

3


4

5


6


7

8

9

Sequência de Fotos 6.5. – Operação de teste do míssil Walleye.

O vídeo é muito usado nas operações de T&E, e fornece um meio de realmente ver o que está ocorrendo no veículo em teste. O vídeo é enviado ao solo para uma fita magnética por uma conexão de dados ou por uma conexão de telemetria. Ela pode até ser retransmitida por satélite. O termo vídeo é usado em dois contextos separados. Ele se refere ao tipo de vídeo que se assite, ou filmes. Ele também se refere ao sinal de banda base em um sistema de telemetria, o sinal montado que será aplicado ao modulador no transmissor de telemetria.

7. Análise do enlace

7.1. Análise do enlace

Uma análise do enlace é necessária para determinar se os dados de telemetria de um veículo poderão ser coletados com sucesso. O enlace neste caso refere-se ao enlace entre o transmissor e o receptor de telemetria. O critério para o sucesso de um teste usando sistema de transmissão de telemetria PCM/FM irá provavelmente ser avaliado em termos do S/R necessário no receptor para assegurar um nível de não mais que algum número de erro de bits no *stream* de dados de banda base demodulado. Como foi discutido previamente, o número de erros de bits é proporcional ao S/R no receptor. Se o nível desejado de erro de bits for 1 em 10^{-6}, então o S/R necessário irá ser aproximadamente 13 dB. Este S/R do IF final é dependente de um número de fatores listados e mostrados na *figura 7.1.A.*:

- Potência irradiada isotrópica efetiva (*Effective Isotopic Radiated Power,* EIRP) do veículo;
- Perdas no caminho (espaço livre) entre o veículo e a estação de solo;
- Relação G/T da estação de solo;
- Ruído kTB (constante de Boltzmanns, temperatura de ruído, e largura de banda respectivamente).

Apresentado em dB, o S/R pode ser calculado usando a seguinte fórmula:

S/R(dB)= EIRP(dBW) + G/T(dB/DegK) - Path loss(dB) - k(dBW/DegK-Hz) - B(dB-Hz)

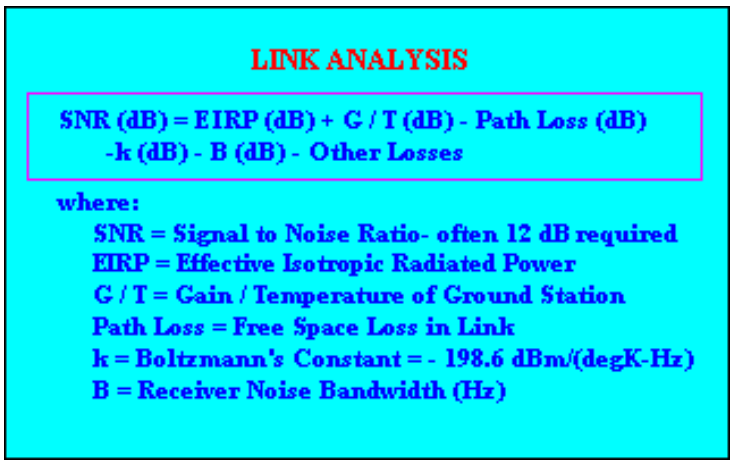


Figura 7.1.A. – Fatores que influenciam no nível S/R, e por isso são usados na análise do enlace.

A vantagem de fazer todas as medidas em decibels é que elas se combinam com aritmética simples. As próximas páginas irão descrever cada componente do cáculo acima.

Decibels

Esta é a definição de um decibel. Um bel simplesmente é uma potência de dez, ou um valor logarítmico de um número. O número de bels é igual ao expoente para ao qual o dez deve ser elevado para igualar aquele número. Se o número é 100 então isso é dois bels. Se o número é 3 então isso é 0,477 bels já que o dez deve ser elevado à 0,477 para igualar-se a 3. São mostrados muitos logaritmos comuns em bels ao longo da extremidade da *figura 7.1.B.*

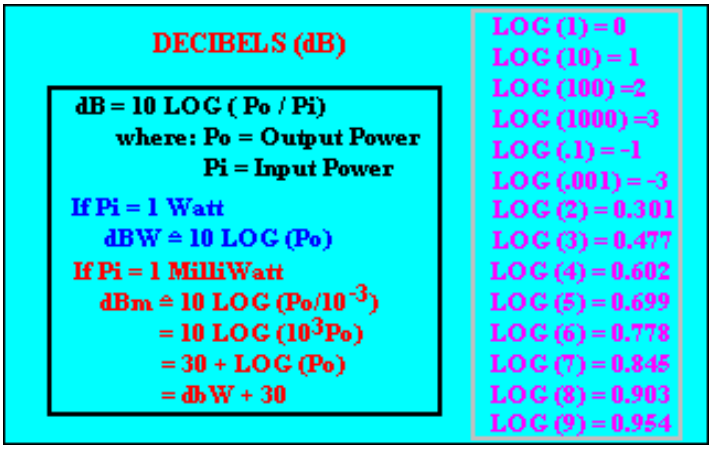


Foto 7.1.B. – Logaritmos comuns em bels, e definições de dB e dBm.

Logaritmos provêem um modo conveniente para multiplicar e dividir números, já que a multiplicação e divisão de números reais se tornam adição e subtração dos logaritmos deles. Por exemplo 2 x 3 = 6 que são 0,301 + 0,477 = 0,778. O log inverso de 0,778 é dez elevado a 0,778 que é seis. Também pode-se ver isto na *figura 7.1.B.*

Logaritmos são a base para a regra de deslizamento onde as escalas são valores logarítmicos, rotulados com os valores numéricos. É fácil de acrescentar o logaritmo de 3 ao logaritmo de 2 para produzir 6. Simplesmente são somadas ou subtraídas potências de dez como valores inteiros.

Também é mostrado a definição do decibel que é dez bels. Freqüentemente é usado o decibel (dB) em sistemas de telemetria, onde freqüentemente representam a relação de uma potência de saída a uma potência de entrada como mostrado. Às vezes escolhe-se usar uma potência de entrada de referência de um Watt, e fala-se de dBW, e às vezes escolhe-se usar uma

potência de referência de um miliWatt e fala-se de dBm, como mostrado.

7.2. Potência irradiada isotrópica efetiva

A potência irradiada isotrópica efetiva do veículo leva em conta a potência de RF do transmissor, a perda de linha na cablagem entre o transmissor e a antena, e o ganho da antena transmissora. O isotrópico refere-se à potência que é radiada de uma antena omnidirecional perfeita que irradia igualmente em todas as direções e assim tem 0 de ganho em dBi. Normalmente, todos os pedaços de análise do enlace são medidos em dBW, encurtado a dB, a menos que indicado caso contrário. Isto significa que eles estão em dB referenciados a um Watt. Outro modo comum de expressar medidas é em dBm. Neste caso, a referência é a um miliWatt. Pode-se converter dBW a dBm somando 30 ao número em dBW. Desde que um Watt é igual a 1000 miliWatt, ou 10^3 miliWatt, isto se transforma em +30 quando escrito como uma medida de potência de dBm. É importante ficar atento se o sistema usado é em dBW ou dBm, para assegurar que as medidas estão sendo combinadas corretamente.

Como um exemplo da determinação da potência irradiada isotrópica efetiva para um veículo de teste, assuma um transmissor com 2 Watt de saída (*figura 7.2.*). Estando em dB, terá uma saída de 10 log(2) ou 3 dBW. Se as perdas de cabo entre o transmissor e antena é pequena, diga-se 0,4 dB, e o ganho de antena é -2 dB (uma antena omnidirecional imperfeita) então a potência irradiada isotrópica efetiva para o veículo seria +3 + (- 0,4) + (-2) = + 0,6dBW.

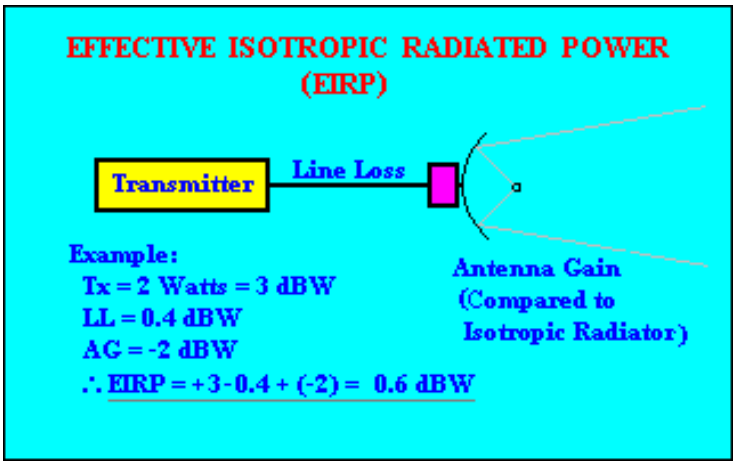


Figura 7.2. - Exemplo da determinação da potência irradiada isotrópica efetiva para um veículo de teste.

7.3. Perdas de caminho

Perda de caminho é uma função da freqüência de RF transmitida e a distância entre o

transmissor e receptor. Como a energia é lançada de uma antena, isotrópica ou direcional, as ondas irradiadas começam a se expandir e a energia é espalhada sobre uma área sempre crescente. A energia é espalhada de um modo esférico e conforme o raio da esfera aumenta a energia reduz-se como uma função do raio ao quadrado.

Uma fórmula conveniente para determinar a perda de caminho é dada abaixo onde a freqüência está em MHz e a distância está em milhas:

Perda de caminho(dB) = 36,6 + 20 log(**Frequência**)(*MHz*) + 20 log(**Distância**)(*milhas*)

Como pode ser visto (também na *figura 7.3.A.*), a perda de caminho aumenta em proporção direta à distância e a freqüência de RF. Se a freqüência normalmente permanece constante para um determinado teste, aqui estão duas regras rápidas para perda de caminho. Se a distância dobra ou cai pela metade, a perda de caminho aumentará ou diminuirá respectivamente em 6 dB. Se a distância mudar em uma ordem de 10, a perda de caminho aumentará ou diminuirá em 20 dB. Se a freqüência estivesse no meio da banda-S inferior (2250,5 MHz) e a distância fosse 100 milhas, então a perda de caminho seria 36,6 + 20(3,352) + 20(2) = 143,64 dB.

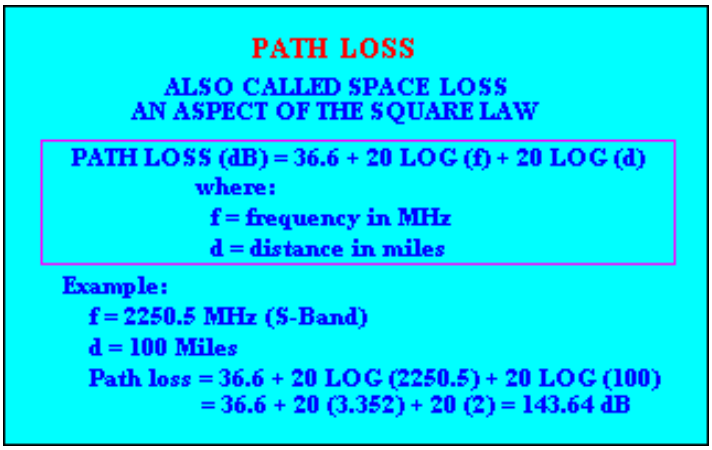


Figura 7.3.A. – A perda de caminho aumenta em proporção direta a ambas a distância e frequência de RF.

<u>Horizonte de rádio</u>

Esta é a curva (*gráfico 7.3.A.*) que mostra a altitude mínima que está dentro da linha de visão do horizonte de uma antena de telemetria que é chamada de horizonte de rádio. Mostra que a altitude do dispositivo em teste tem que aumentar com o quadrado da distância para permanecer visível. Também mostra que a distância para um objetivo visível no horizonte de radar só

aumenta com a raiz quadrada da altitude do objetivo.

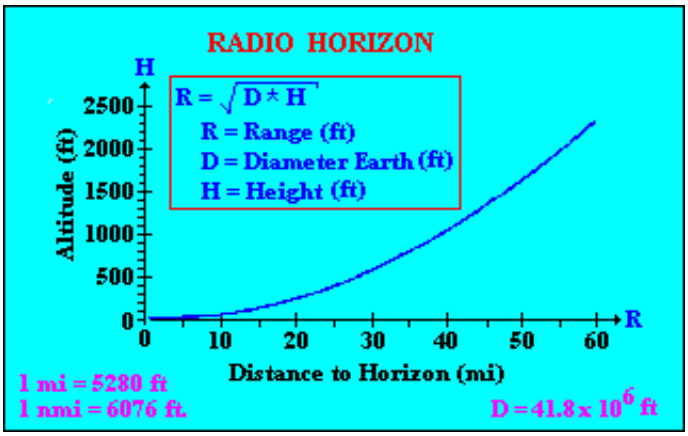


Gráfico 7.3.A. – Altitude mínima que está dentro da linha de visão do horizonte de uma antena de telemetria.

A equação mostra que a distância do alvo aumenta com a raiz quadrada do produto do diâmetro da terra e a altura do objetivo sobre a terra. O diâmetro da terra é assumido fixo a 7918 milhas. Às vezes são desejadas distâncias em milhas náuticas onde uma milha náutica é um termo naval que está definido como um sexagésimo de um grau de latitude e é aproximadamente 6076 pés. Uma milha de estatuto é um comprimento de 5280 pés.

Atmosfera

O *gráfico 7.3.B.* ilustra a atenuação da atmosfera para sinais de freqüências diferentes que fazem um caminho totalmente na atmosfera. Como esperaria-se, a quantia de atmosfera atravessada e a atenuação correspondente diminuem com o ângulo de elevação ϕ. Você também poderia notar que a atenuação aumenta rapidamente com freqüências de aproximadamente 1 GHz, e então aumenta menos rapidamente depois disso. Dois efeitos significantes são a ressonância da água a 22,2 GHz e a ressonância do oxigênio a 60 GHz. A atenuação aumenta rapidamente próximo a estas freqüências, assim elas geralmente são evitadas. Você também poderia notar que 1 dB de atenuação atmosférica é apropriada para a maioria das aplicações de telemetria.

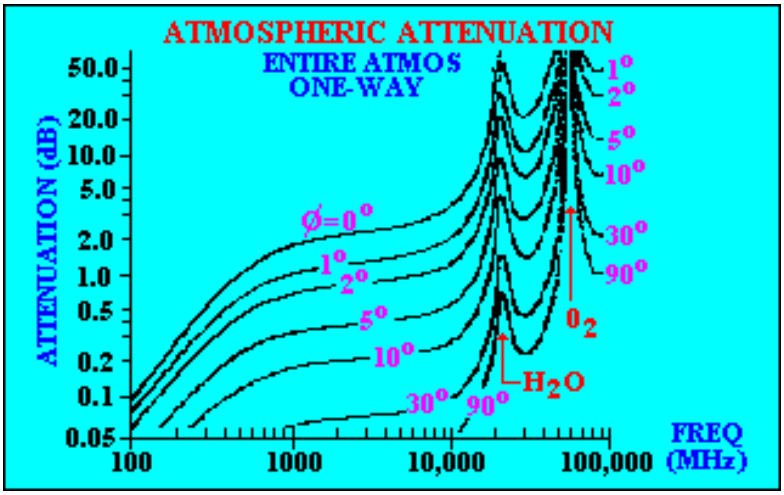


Gráfico 7.3.B. - Atenuação da atmosfera para sinais de freqüências diferentes.

7.4. G sobre T

O G/T do sistema de recepção foi discutido previamente. O ganho geométrico para o prato parabólico de uma antena pode ser derivado para uma antena de um determinado diâmetro e operando a alguma freqüência que usa a seguinte fórmula:

Ganho da antena (dB) = 20 log(**Diâmetro**(*ft*)) + 20 log(**Frequência**(*GHz*)) + 7,5

Esta fórmula (também mostrada na *figura 7.4.*) é para uma antena parabólica com 55% de eficiência, uma expectativa nominal. Uma antena de 30 pés de diâmetro que opera em 2,25 GHz (2250 MHz) terá um ganho de 44 dB. Se a temperatura de ruído equivalente do *front-end* for 225 ^{o}K, então o G/T para esta combinação seria igual a 44 - 10 log(225) ou 20,5 dB.

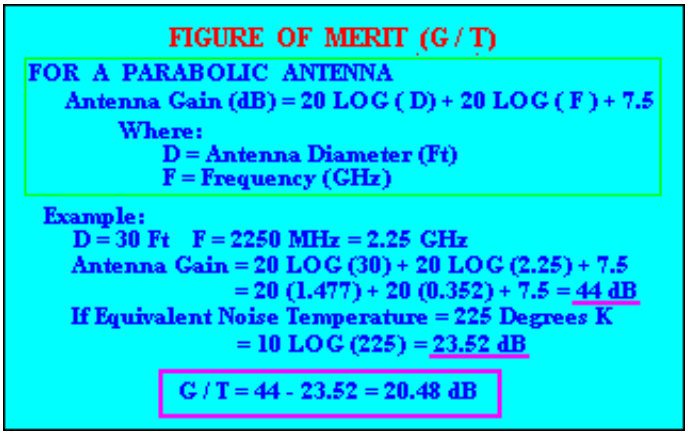


Figura 7.4. – G/T para uma antena parabólica com 55% de eficiência.

Se um LNA fosse instalado para reduzir a temperatura de ruído equivalente do *front-end* para 100 ^{o}K, o G/T iria para 24 dB, um aumento de 3,5 dB. Se tentar-se conseguir o mesmo aumento mudando o diâmetro da antenna seria necessário aumentá-la em quase 45 pés.

7.5. Ruído

O fator final a ser considerado é o ruído de kTB (*figura 7.5.*). O T é a mesma temperatura de ruído equivalente usada no cálculo de G/T. Já que já é considerada, devem ser considerados só os valores para k, constante de Boltzmanns, e B que é a largura de banda de ruído para o sistema. A constante de Boltzmanns, expressa em dBW, é igual a -228,6 dBW/(^{o}K-Hz). A largura de banda IF do receptor normalmente é considerada sendo o limitante da largura de banda do sistema. Se os dados de PCM que são transmitidos fossem NRZ à taxa de bits de 1,0 Mbps, então a largura de banda IF do receptor deveria ser fixada provavelmente em 1,0 MHz. Convertendo esta largura de banda para dB com respeito a 1 Hertz dá 60 dB.

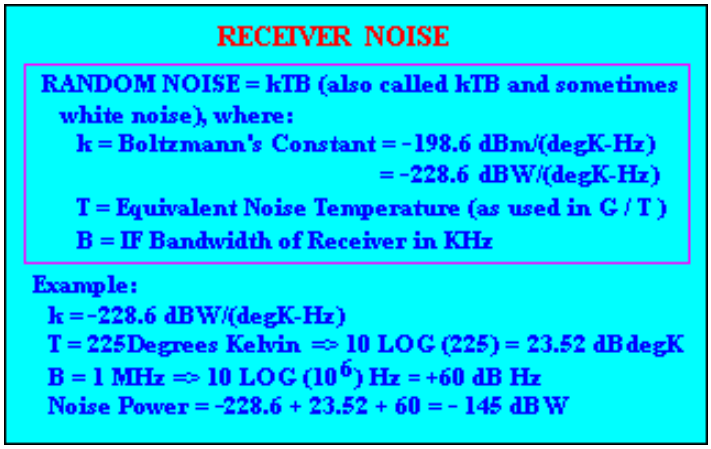


Figura 7.5. – Definição e exemplo do ruído kTB.

O ruído descrito acima é o que é gerado no *front-end* da estação de solo. Há outras fontes de ruído que podem acrescentar ao ruído contido na largura de banda de interesse. Estes poderiam vir de fontes feitas pelo homem como outros sistemas de transmissão ou fontes naturais como o sol. Com as antenas altamente direcionais usadas em estações de solo típicas, estas fontes adicionais de ruído não são normalmente um problema.

7.6. Margem

Determinando o S/R do IF do receptor para as condições usadas no exemplo de cálculo

para cada componente têm-se o seguinte:

S/R = EIRP + G/T – Perda de caminho – constante de Boltzmanns - Largura de banda
S/R = (+0,6) + (20,5) - (143,7) - (-228,6) - (60)
S/R = 46,0 dB

Assim, nas condições dadas, o S/R do IF na estação de solo é consideravelmente mais que o 13 dB requerido para o BER requerido. Porém, as condições do mundo real sempre não são as ótimas. O exemplo assume um casamento de polarização perfeito entre a transmissão e antena de recepção. Este quase nunca é o caso. Mesmo usando um alimentador de antena de recepção com duas polarizações ortogonais e um combinador de diversidade na estação de solo não eliminarão o enfraquecimento do sinal que irá reduzir o S/R drasticamente.

Adicionalmente, a menos que o veículo de teste fique bem acima do horizonte como visto da estação de solo, uma condição chamada de multi caminho também pode causar drástico enfraquecimento. O multi caminho acontece quando o veículo estiver perto do horizonte e o sinal transmitido é refletido pela superfície entre eles e entra no sistema de recepção junto com o sinal de caminho direto. Dependendo da fase dos sinais direto e refletido, um enfraquecimento muito grande pode acontecer quando os sinais chegarem completamente fora de fase. O multi caminho é uma preocupação particular quando o veículo de teste e a estação de solo estão separados por água, como em uma área de teste marítima. Também deve ser considerado a canalização atmosférica que pode causar um profundo enfraquecimento no sinal de telemetria que chega ao local de recepção.

Uma margem deve ser incluída nos cálculos do enlace para se antecipar a este enfraquecimento de sinal e assegurar que o S/R mínimo requerido para as condições de teste seja mantido (*figura 7.6.*). Se necessário, devem ser mudadas as condições de teste ou equipamentos para dar margem. Normalmente não há muito o que fazer em seleção de equipamentos. A potência do transmissor do veículo e a antena são fixos, como o é o G/T no local de recepção. A distância entre o veículo e o local de recepção pode ser mudada em algum caso, mas lembre-se, cada diminuição pela metade da distância só fornece um aumento de 6 dB no S/R. Em muitos casos, são exigidos múltiplos locais de recepção para garantir que dados bons sejam coletados durante o teste.

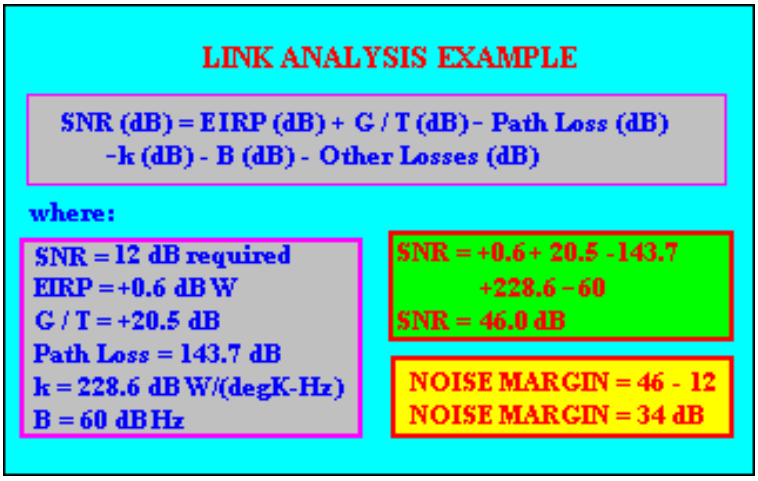


Figura 7.6. - Uma margem deve ser incluída nos cálculos do enlace para se antecipar ao enfraquecimento do sinal.

7.7. Análise de enlace simplificada

Esta é uma forma simplificada de uma análise de enlace que ilustra graficamente algumas das condições que entrariam em uma análise de enlace (*gráfico 7.7.*). Começa com a potência de saída do transmissor à esquerda superior, com potência em cima e a distância à direita. Uma quantia pequena de perda de linha é substraída desta potência para se ter a potência na antena. Então um ganho bastante grande (perda) é encontrado devido ao ganho de antena da antena do transmissor. Isto é mostrado como uma linha vertical, já que não há nenhuma significação de espaço para este ganho. Simplesmente converte-se a potência disponível à entrada da antena para uma potência irradiada isotrópica efetiva (EIRP) que é irradiada uniformemente em todas as direções.

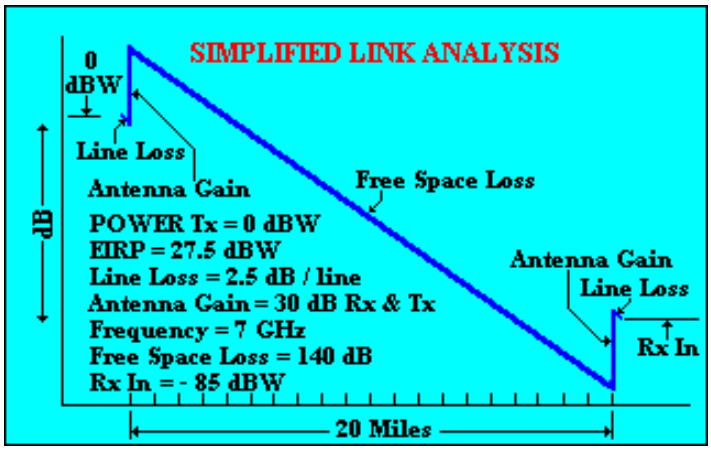


Gráfico 7.7. - Uma forma simplificada de uma análise de enlace.

Em seguida há uma linha longa inclinanda que representa a perda espacial do sinal atravessando a distância de espaço ao receptor. Esta perda de espaço é principalmente uma conseqüência do efeito da lei do quadrado que diz que em qualquer feixe divergente, a energia disponível é espalhada sobre o quadrado da distância. Também pode haver outras perdas da chuva, poeira, atenuação de nuvens, multi caminho etc. Esta curva simplificada descreve a perda espacial que atenua o sinal a uma taxa constante pelas 20 milhas mostradas.

O sinal é então melhorado pelo ganho da grande antena de recepção parabólica e finalmente há uma pequena perda levando-se o sinal da antena para o receptor. Precisa-se ter um sinal no receptor que é pelo menos 12 dB acima da potência de ruído equivalente do receptor para assegurar um desempenho satisfatório. Este gráfico mostra que um transmissor de 1 Watt, com os ganhos de antena mostrados, proveria um sinal de entrada de -85 dBm no receptor. Se isto é útil ou não dependerá da potência de ruído equivalente à entrada do receptor. Poderá ter-se que reduzir a distância, aumentar o ganho da antena, substituir o receptor, ou abaixar mais a temperatura para fazer deste um sinal útil.

7.8. Realizando uma análise do enlace

A análise do enlace é uma parte crítica para determinar se um receptor será capaz de operar de certa forma a uma dada distância de um transmissor específico. Uma análise do enlace começa com a potência do transmissor no veículo de teste e incorpora todos os ganhos e perdas no caminho ao receptor.

Os parâmetros que são importantes na predição do desempenho de um enlace de RF incluem:

- Potência do transmissor;
- Perda de linha entre o transmissor e a antena;
- Ganho da antena transmissora;
- Perdas dos canais de comunicação;
- Ganho da antena receptora e temperatura de ruído;
- Ganho do pré-amplificador e temperatura de ruído;
- Largura de banda do receptor de telemetria e temperatura de ruído;
- Método de modulação;
- Largura de banda dos dados.

Exemplos de análise de enlace são fornecidos para 2000, 2250 e 3000 MHz (*gráficos*

7.8.A, 7.8.B. e 7.8.C. respectivamente), para mostrar como a relação sinal-ruído (S/R) varia com a frequência.

Lembre-se que a taxa de erros de bits em um sistema de telemetria melhora assim que o S/R melhora. Geralmente precisa-se de um S/R de pelo menos +12dB para ter-se um BER aceitável de um erro em 100000 bits.

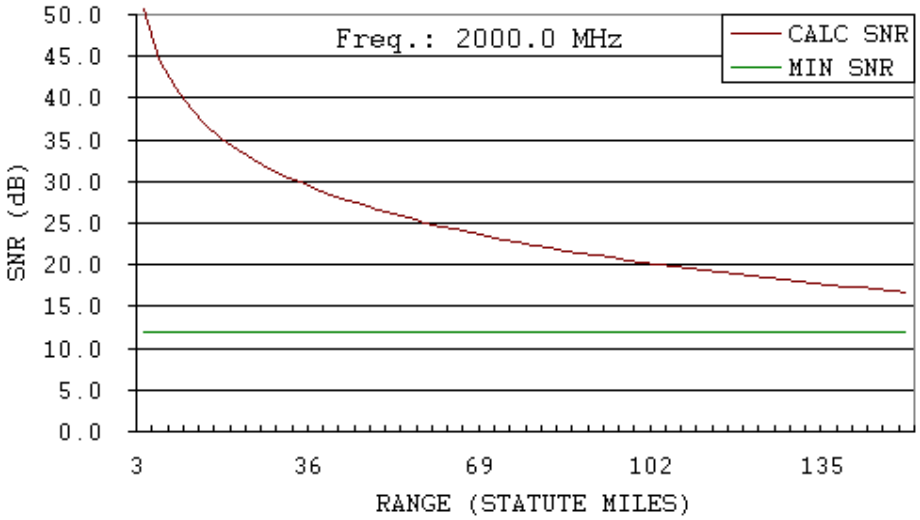


Gráfico 7.8.A. – S/R (dB) para um sinal de 2000,0 MHz em função da distância.

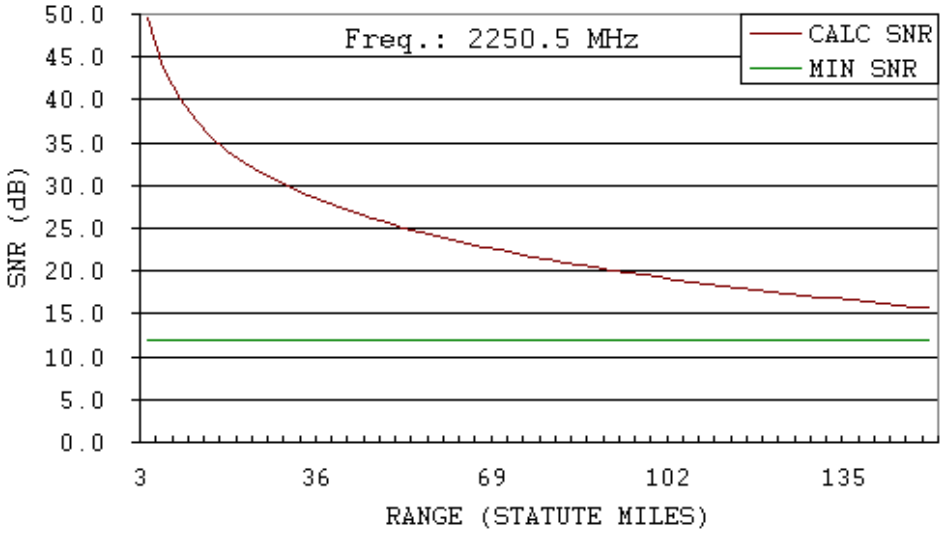


Gráfico 7.8.B. – S/R (dB) para um sinal de 2250,5 MHz em função da distância.

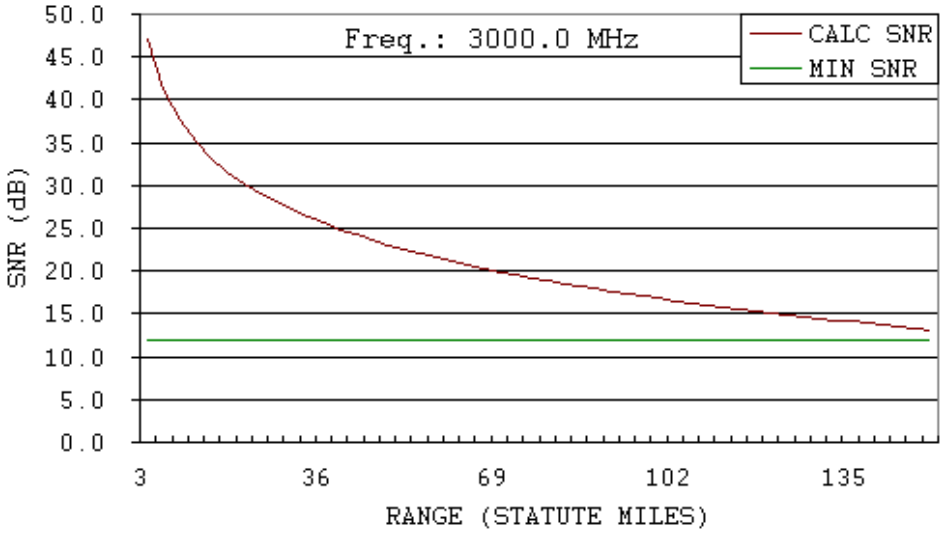


Gráfico 7.8.C. – S/R (dB) para um sinal de 3000,0 MHz em função da distância.

A seguir estão a descrição de importantes conceitos já discutidos para a análise de enlace, mas importantes o suficiente para serem vistos novamente:

7.8.1. Limites do horizonte

O horizonte de rádio é a maior distância entre um transmissor a uma altitude e um receptor a outra altitude. A curvatura da terra resultará em bloqueio se este limite é excedido.

A terra é redonda, assim instrumentos colocados na superfície da terra têm um horizonte abaixo do qual a linha de visão não é possível. Um veículo que viaja longe de você desaparecerá conforme se move para abaixo de sua linha de visão. Para radares geralmente é considerado que o horizonte de radar é aproximadamente cinco graus sobre o horizonte visível, e é talvez dois e meio graus para um sistema de telemetria. Estas considerações adicionais são porque o multi caminho se torna ruim para estes ângulos baixos de elevação.

Este *gráfico (7.8.1.)* mostra a altitude de satélites de órbitas baixas cujas altitudes orbitais são mostradas ao longo da esquerda em quilômetros. Também é mostrado a distância à qual o satélite iria descer abaixo do horizonte de radar. Finalmente, para cada órbita, o quadro mostra também o tempo em minutos que leva para um satélite viajar do zênite que está diretamente acima, ao horizonte de radar. Note que são só alguns minutos.

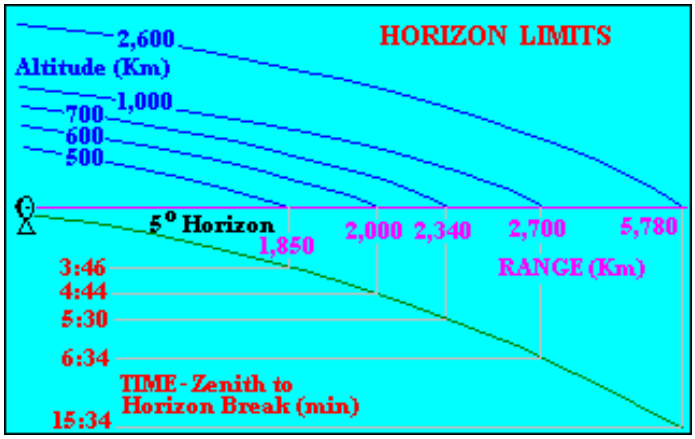


Gráfico 7.8.1. - O horizonte de rádio é a maior distância entre um transmissor a uma altitude e um receptor a outra altitude.

Enquanto que os satélites têm uma velocidade bem definida para manter uma determinada órbita, este não é o caso para aviões e mísseis táticos. As aeronaves também estão sujeitas à linha de visão, e para aeronave e mísseis às sua altitudes operacionais, o horizonte pode ser constrangido severamente. Freqüentemente, devem ser usados aeronave de retransmissão ou satélites para voltar os dados destes voadores baixos ao centro de processamento de telemetria.

7.8.2. Predição do S/R do IF

Esta equação pode ser usada para estimar o S/R do IF para uma configuração particular de fatores de componentes, físicos e ambientais. Começa com a potência de saída do transmissor, e subtrai a perda do cabo entre a antena e o transmissor. Conta então com o ganho da antena, e subtrai disso tudo as perdas no sistema. Isso inclui a perda de caminho, perda de multi caminho, perda de canalização, atenuação de chama e perda atmosférica. Então soma o G/T para o receptor e subtrai o ruído. Note que só kB é usado nesta equação já que o termo de temperatura já foi incluído no cálculo de G/T. As *figuras 7.8.2.* mostram a equação:

Predicted Signal to Noise Ratio (SNR_p)

$$SNR_p = P_t - L_c + G_t - L_p - L_m - L_d - L_f - L_a + G/T - kB$$

Where:

- SNR_p = Predicted IF SNR
- P_t = Transmitter Output Power (dBm)
- L_c = Cable loss in the Transmitter (dB)
- G_t = Transmitter Antenna Gain (dBi)
- L_p = Path loss (dB)
- L_m = Multipath loss (dB)

Predicted Signal to Noise Ratio (SNR_p)

$$SNR_p = P_t - L_c + G_t - L_p - L_m - L_d - L_f - L_a + G/T - kB$$

And:

- L_d = Ducting loss (dB)
- L_f = Flame Attenuation (dB)
- L_a = Atmospheric loss (dB)
- G/T = Receiving Antenna G/T (dB/°K)
- kB = Boltzmann's constant times Bandwidth in Hertz (dB/°K)

Figures 7.8.2. – Equação que pode ser usada para estimar o S/R do IF.

A potência do transmissor está normalmente limitada pela potência da bateria disponível no veículo em teste. Em geral, a potência do transmissor estará entre 1 e 10 Watt. A potência do transmissor é normalmente expressa em dBm o que significa que é referida em 1 miliWatt. Um Watt é equivalente a +30 dBm, já que há 10^3 miliWatt em um Watt.

A perda de linha de transmissão entre a saída do transmissor e a antena pode ser computada baseada na perda do cabo coaxial à freqüência de transmissão. Em geral, provavelmente será de 0,14 a 0,2 dB/ft.

O ganho da antena transmissora normalmente é expressa em dBi. Zero dBi é definida como o ganho de uma antena omnidirecional de 100% de eficiência. Omni significa que irradia potência igualmente em todas as direções. O ganho da antena transmissora é normalmente medido em uma câmara anecóica. Geralmente são feitas medidas para duas polarizações. O ganho de antena variará tipicamente de +6 dBi a -40 dBi.

Perdas nos canais de comunicação são as perdas de propagação discutidas anteriormente. Elas aumentam ao logaritmo da distância e freqüência. Outros fenômenos como multi caminho, canalização, enfraquecimento, sombreamento e atenuação de chama podem aumentar as perdas mais adiante.

O ganho da antena receptora e temperatura de ruído do sistema receptor normalmente estão incorporadas em um termo ganho/temperatura ou G/T. O G/T é uma relação entre o ganho de antena e a temperatura de ruído do sistema à freqüência de interesse. O G/T é expresso como dB/por grau Kelvin (dB/^{o}K). Uma antena receptora de banda-L de 10 metros poderia ter um G/T de 16 dB/^{o}K considerando que uma antena receptora de banda-S de 10 metros teria um G/T de 20 dB/^{o}K.

A largura de banda do receptor de telemetria determina a potência total de ruído do sistema e o S/R para o IF exigido para alcançar uma determinada qualidade de dados. A potência de ruído total é igual a kTB onde k é a constante de Boltzmann, T é a temperatura do receptor em ^{o}K, e B é a largura de banda IF.

7.8.3. Relação sinal-ruído – equação de faixa

O relação sinal-ruído (S/R) exigida para alcançar uma determinada qualidade de dados é uma função do método de modulação, tipo de dados, largura de banda de dados, e largura de

banda do receptor. Em geral, um S/R de +12 dB é uma estimativa boa do que é requerido para uma boa recepção de telemetria.

A *figura 7.8.3.* ilustra outra forma de relação sinal-ruído chamada de equação de faixa. Computa a relação da potência total recebida na estação de solo à potência de ruído do receptor. Como pode-se ver a potência total recebida aumentará com o aumento da potência do transmissor, ganho da antena de transmissão, e ganho da antena de recepção. A potência total recebida será diminuída pela perda espacial que aumenta com o quadrado da distância, devido ao efeito da lei do quadrado, e com o quadrado da freqüência. Também será diminuído devido a várias outras perdas como mostrado. A potência de ruído aumentará com a largura de banda e temperatura do receptor.

RANGE EQUATION

$$\frac{P_r}{N_o} = \frac{P_t G_t G_r}{L_{tp} L_{rp} L_p L_r L_a} \frac{\lambda^2}{(4\pi R)^2} \frac{1}{k T_s B}$$

P_r = Total Received Power	R = Range
N_o = Receiver Noise Power	B = Bandwidth
P_t = Transmitter Power	L_{tp} = Tx Pointing Loss
G_t = Transmit Antenna Gain	L_{rp} = Rx Pointing Loss
G_r = Receive Antenna Gain	L_p = Polarization Loss
k = Boltzmann's Constant	L_r = Rx Line Loss
T_s = System Noise Temperature	L_a = Atmospheric Loss
λ = Wavelength	

Figura 7.8.3. – Uma outra forma de relação sinal-ruído é chamada de equação de faixa.

8. Testando sistemas de telemetria

8.1. Medidas

Existem um número de medidas que podem ser aplicadas aos sistemas de telemetria para avaliar o seu desempenho. As medidas podem ser aplicadas ao desempenho da antena, desempenho do receptor, desempenho do transmissor, desempenho do enlace de dados, desempenho de encriptação e decriptação, integridade dos dados, imunidade ao ruído, confiabilidade, precisão, latência dos dados, correlação dos dados, linearidade dos dados, geração de alarme, e desempenho do gravador de fita. Está além do escopo deste estudo explicar todos eles, assim deve-se recorrer à literatura para informações adicionais. Esta seção ampliará a utilização do diagrama de olho, considerações de precisão, definição da relação ruído-potência (R/P), G/T como uma medida de desempenho da antena, a taxa de erros de bits (BER) como uma medida de desempenho, considerações sobre confiabilidade e sobre ponto único de falha, e latência de dados e correlação de dados.

8.1.1. Diagrama de olho

Já foi exposto que o diagrama de olho é muito útil para monitorar a qualidade dos dados. O diagrama de olho só exige um osciloscópio para observar a forma de onda PCM. Considerando que o código NRZ-PCM tem sinais de qualquer polaridade para períodos de *clock* múltiplos, o rastro do osciloscópio sempre exibe pulsos sobrepostos. Se o sincronismo estiver no *clock* onde as transições acontecem, a forma de onda é como mostrada. Está claro que para descobrir os bits da forma de onda o *clock* deveria ser compensado das transições pela metade do período mais curto, ou no meio do olho.

A claridade e definição dos rastros individuais dão uma pista boa sobre a força do sinal. Quando o sinal está mais fraco, a definição é reduzida já que as linhas ficam ruidosas. Isto parece fazer o olho fechar já que os rastros borrados são mais largos que os rastros limpos. Muita filtragem distorce os pulsos e também faz o olho fechar, já que os tempos de elevação e decaimento encompridados são menos responsivos às mudanças.

Este contorno de olho muito simplista *(figura 8.1.1.)* é um método muito útil para monitorar a qualidade de um *stream* de dados PCM.

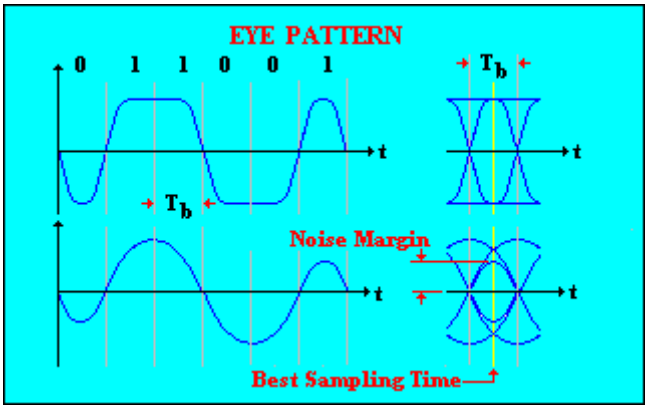


Figura 8.1.1. – Contorno de olho muito simplista.

8.1.2. Precisão

A precisão de um sistema de telemetria implica a habilidade de reproduzir os valores de entrada do sensor fielmente à saída do sistema de telemetria. Ruído no canal de telemetria, erros de quantização, problemas de propagação de sinal etc. podem causar uma saída que é só uma aproximação da entrada. Um modo para conferir a precisão do sistema é gravar a saída de um sensor e a saída do sistema de telemetria simultaneamente. Estes deveriam ser idênticos, mas em realidade divergirá um pouco a saída de telemetria. Exigirá algum julgamento decidir se o sistema de telemetria é bom o bastante. O perfeito não é prático. Um modo mais prático para medir a precisão do sistema é substituir o sensor com um simulador que pode produzir um sinal bem definido. Só é preciso analisar a saída de telemetria para este sinal conhecido para medir a precisão do sistema.

8.1.3. Relação ruído-potência (R/P)

A relação ruído-potência (*noise power ratio*, NPR) é a relação logarítmica em decibels do nível de ruído na saída do sistema em teste na frequência da medida com a banda base totalmente carregada ao nível de que todo o ruído esteja carregado na banda base exceto por uma estreita banda em torno da frequência de medida. Um teste de relação ruído potência usa um sinal de ruído para simular uma multiplexação FM/FM. O ruído branco geralmente é usado para este teste.

A relação ruído-potência é medida como segue:

1. Meça a potência de ruído em uma largura de banda estreita (filtro passa-banda);

2. Insira um filtro *notch* na fonte de ruído que é um pouco mais largo que o flitro usado no

passo 1. Ajuste o nível de ruído para manter o nível de ruído rms da fonte constante. Meça a potência de ruído na saída do flitro passa-faixa. A razão entre entre essas duas potências de ruído é o R/P;

3. Diminua a amplitude de ruído da fonte para zero. Meça a potência de ruído na saída do flitro passa-faixa. A razão do ruído medido no passo 1 e no passo 3 é chamado de piso da relação ruído-potência (*noise power ratio floor*, NPRF).

O teste de R/P é muito sensível a níveis moderados de ruído, distorção intermodulação, ruído de fase, não-linearidades, sinais espúrios, larguras de banda impróprias e falhas de equipamentos. Também existem equações que podem predizer o R/P baseado em parâmetros do sistema *(figura 8.1.3.)*.

CALCULATED NOISE POWER RATIO (NPR)

$$NPR = \frac{B_{IF}\, SNR_{IF}\, (\triangle f_r)^2}{f_o^2\, B_n}$$

where:

B_{IF} = IF BANDWIDTH

SNR_{IF} = IF SNR (POWER RATIO)

$\triangle f_r$ = RMS NOISE DEVIATION

B_n = NOISE BANDWIDTH

f_o = NOISE MEASUREMENT FREQUENCY

Figura 8.1.3. - Equações que podem predizer o R/P baseado em parâmetros do sistema.

8.1.4. G/T

A sensibilidade do sistema receptor é especificada comumente como ganho sobre temperatura (G/T). O G/T é muito útil em análise de enlace e em detecção de problemas. O G/T normalmente é obtido medindo a potência de uma fonte de sinal quente e fria. O sol é freqüentemente usado como a fonte quente (P_{sol}) e o céu é usado como uma fonte fria ($P_{céu}$). A equação mostrada na *figura 8.1.4.* é um modo de computar o G/T. A técnica é descrita completamente no documento IRIG 118, volume 2.

FIGURE OF MERIT (G/T)

$$G/T = 10 \log \left(\frac{8 \pi k L P_r}{F \lambda^2} \right)$$

$k = 1.38 \times 10^{-23}$ watts/ ^{o}K Hz
$L = 1 + 0.38\ (0.5\ /\ \text{half-power beamwidth})^2$
$P_r = (P_{sun}\ /\ P_{sky}) - 1$
F = Solar Flux @ Test Frequency
λ = Wavelength of Test Frequency (meters)

Figura 8.1.4. – Equação usada para computar o G/T.

O G/T é muito útil para comparar sistemas de telemetria. O ganho de uma antena aumenta com o diâmetro da antena parabólica, contudo uma antena menor pode sobrepujar uma maior. Isto só é possível porque a temperatura de ruído equivalente T da antena menor pode ser mais baixo, assim rendendo um G/T mais alto.

8.1.5. Taxa de erro dos bits (BER)

O teste de taxa de erro dos bits (BER) confere o desempenho dos sistemas de recepção e gravação. O teste do BER consiste na modulação de um sinal de RF com a sequência pseudo-aleatória do padrão IRIG 2047. A saída do gerador é aplicada na saída da antena receptora ou na entrada do pré-amplificador. A potência de RF é variada e o BER é medido nas saídas do receptor e do gravador. Os resultados podem ser comparados aos valores teóricos ou resultados de testes prévios. Este teste é descrito em detalhes no documento IRIG 118. Este teste é um pouco sensível a níveis moderados de ruído, sinais espúrios, distorção de intermodulação, ruído de fase ou não-linearidades. É sensível a aumentos de ruído do sistema, largura de banda impróprias do sistema, e falhas de equipamento.

<u>Confiabilidade</u>

O objetivo do programa de confiabilidade é estender a vida do equipamento à máximo extensão possível. Isto normalmente é realizado selecionando componentes e subsistemas altamente seguros para uso no equipamento. Este esforço geralmente é completado com estudos de projeto, predições, análises de tensão, garantia de fabricação, etc. A medida de confiabilidade normalmente é expressa como o tempo médio entre falhas (*Mean Time Between Failures*,

MTBF). Um MTBF pode ser predito baseado em falhas antecipadas devido às características inerentes do projeto e os componentes usados. Trabalha junto com um tempo médio para consertos (*Mean Time To Repair*, MTTR) para predizer a disponibilidade. Uma vez que o sistema é instalado, podem ser mantidos dados para averiguar um MTBF comum para o equipamento. Quando o MTBF real diminuir significativamente, provavelmente é hora de substituir ou melhorar o sistema.

A estação de solo de telemetria deve ser muito confiável pois precisará desfrutar de muitos anos de serviço. Múltiplos locais receptores e outras formas de redundância ajudam a melhorar a confiança global das estações de solo. O pacote de telemetria do veículo deve ser mantido a baixo custo porque é freqüentemente descartado com a operação. Por outro lado, a idéia de lançar um míssil e não adquirir nenhum dado por causa de um módulo de telemetria falhado não é muito atraente. Em geral a confiança do módulo de telemetria deve ser tão boa quanto pode ser disposta.

O *gráfico 8.1.5.A.* mostra a função de distribuição da curva normal. É aplicável a muitos sistemas físicos e processos, como os tempos de tarefa de manutenção associados com manter equipamentos eletrônicos. A curva em forma de sino é centrada no valor médio das quantidades medidas. Como mostrado aproximadamente 68% da distribuição total são contidos dentro de um desvio padrão em torno da média. O desvio padrão é referido pela letra grega sigma. Aproximadamente 95% da distribuição total são contidos dentro de dois desvios padrões e aproximadamente 99,7% dentro de três desvios.

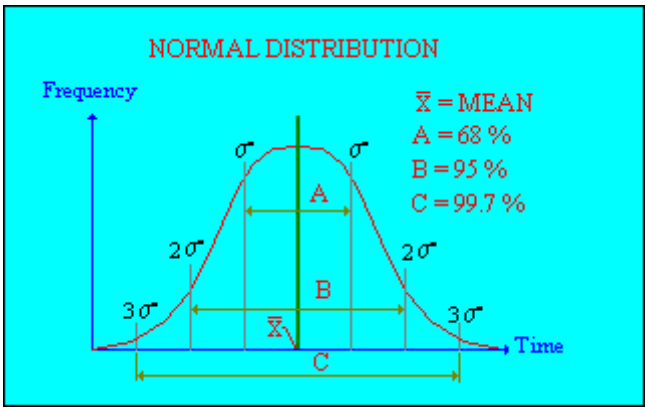


Gráfico 8.1.5.A. - Função de distribuição da curva normal.

Outras formas de distribuição são mostradas nos *gráficos 8.1.5.B., C., D. e E.*

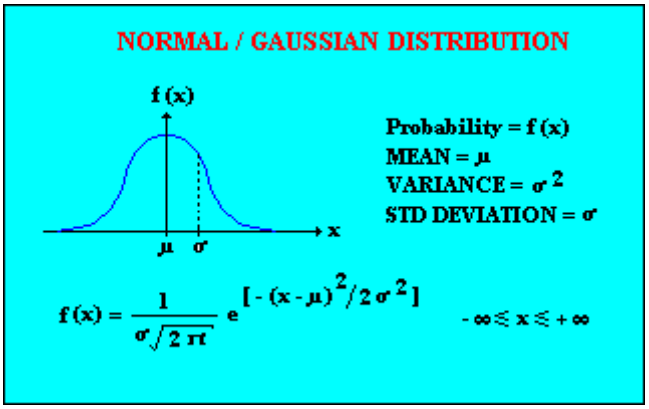


Gráfico 8.1.5.B. – Distribuição normal / Gaussiana.

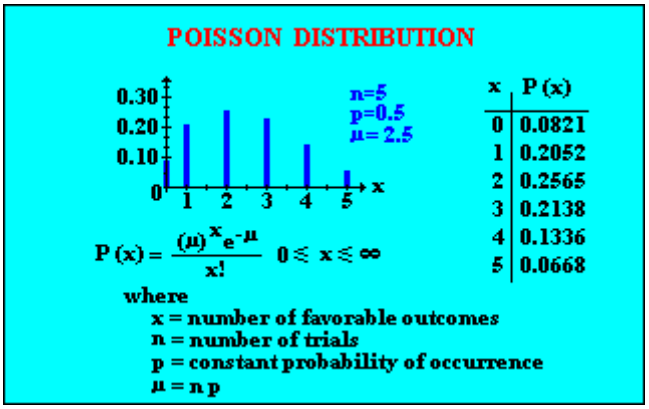


Gráfico 8.1.5.C. – Distribuição de Poisson.

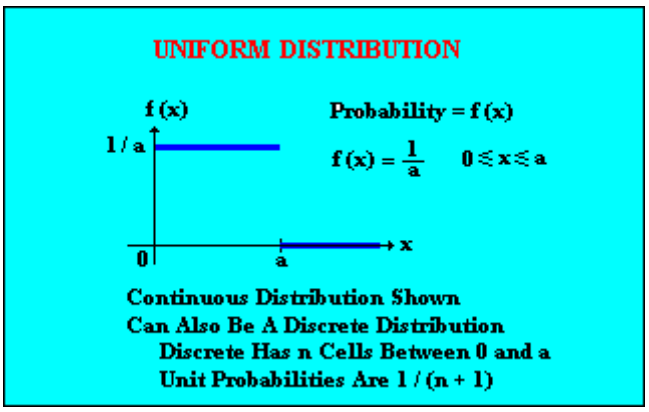


Gráfico 8.1.5.D. – Distribuição uniforme.

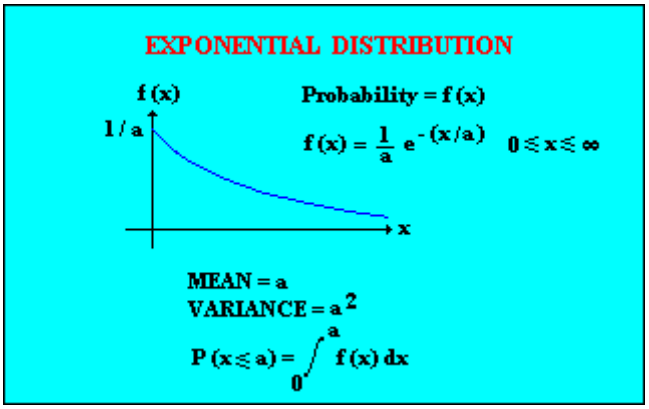


Gráfico 8.1.5.E. – Distribuição exponencial.

8.1.6. Único ponto de falha

Independente da confiabilidade, há vezes em que um segundo sistema ou subsistema é requerido. Tal é o caso com os sistemas de segurança da área de teste. O oficial de controle de vôo do míssil tem que averiguar a posição e velocidade dos participantes a toda hora. Ele pode ter que emitir um comando para abortar o vôo do míssil se violar certas zonas de proteção pré-definidas. Ele requer que não haja únicos pontos de falha (*Single Point Of Failure*, SPOF) nas porções do sistema de segurança de vôo. Pode haver uma necessidade de usar dois sistemas para evitar ter um único ponto de falha (*figura 8.1.7.*).

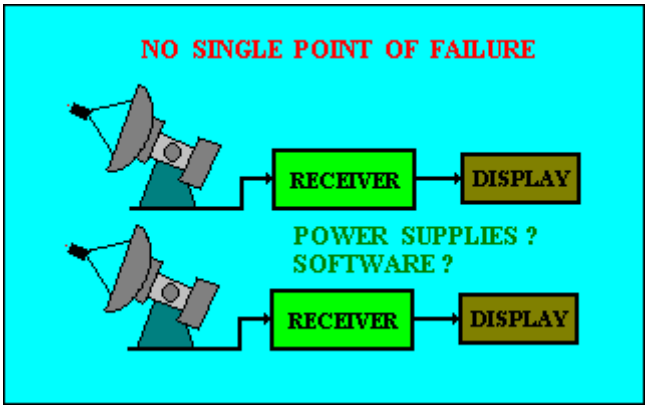


Figura 8.1.7. – Pode ser necessário ter dois sistemas para evitar o único ponto de falha.

8.1.7. Latência dos dados

A latência dos dados refere-se à quantia de tempo que transcorre entre um evento que acontece no veículo e o tempo que o mesmo evento é exibido (*figura 8.1.8.*). A latência dos dados é influenciada pela demora da transmissão, demodulação, demultiplexação e decriptação,

filtragem, processamento de dados, geração de exibição e outras operações que têm que operar no sinal antes que esse possa ser exibido. A demora de propagação espacial livre é o tempo que leva o sinal de RF viajando à velocidade de luz para se propagar do dispositivo em teste à antena da estação de solo. Se o veículo está dentro de 100 milhas este tempo não é excessivo. Se por outro lado o veículo estiver em uma órbita de geoestacionária a 22000 milhas, isto poderia ser de até 125 ms.

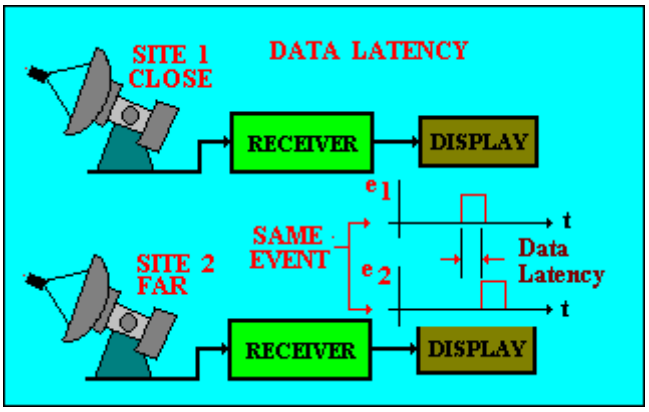


Figura 8.1.8. - A latência dos dados refere-se à quantia de tempo que transcorre entre um evento que acontece no veículo e o tempo que o mesmo evento é exibido.

Além disso, se o dados fossem retransmitidos através de satélite geoestacionário, uma viagem de ida-e-volta requererá aproximadamente 250 ms.

Também haverá atrasos na transmissão levando os dados da estação de solo para as áreas de processamento e exibição. A latência de dados geralmente é considerado no contexto de processo em tempo real. Também deve ser considerado em processamento pós-operacional, desde que as etiquetas de tempo normalmente são juntadas aos dados na estação de solo depois do atraso de propagação espacial livre. O dados dos locais receptores diversos são fundidos para computar uma melhor estimativa do que de fato aconteceu no veículo. Isto pode requerer remover alguns destes atrasos de propagação na análise pós-operacional.

8.1.8. Correlação de dados

Correlação de dados é o processo de levar dados adquiridos em locais múltiplos e fundir estes dados em um *frame* de tempo comum (*figura 8.1.9.*). É habitual em processamento de telemetria correlacionar os dados dos sensores múltiplos em uma linha de tempo comum de eventos como eles aconteceram no veículo. Isto requer deslocar os eventos atrás no tempo

baseados na quantia de demora entre um evento no veículo e a gravação da telemetria em uma estação de solo remota. Qualquer local fixo único poderia ser usado, mas todos os outros locais têm que ter os seus tempos de dados deslocados pelo atraso. Uma vez que os dados são correlacionados no tempo, pode-se analisar se todas as estações informaram o mesmo evento ao mesmo tempo. Pode ser que interferência ou falha em um local causou dados ruins. Devem ser usadas outras informações como nível de AGC para averiguar o que é a verdade nos dados. Finalmente, os dados geralmente devem ser editados, pontos errados removidos, e algum suavizador aplicado para produzir uma melhor estimativa dos eventos que aconteceram no veículo. Este processo inteiro é o processamento pós-operacional dos dados de telemetria. É extremamente valioso ao engenheiro de teste de vôo analisar como o sistema dele se desempenhou durante o teste de vôo. Um subconjunto disto deve ser feito em tempo real para comandar as exibições dos oficiais de segurança de vôo.

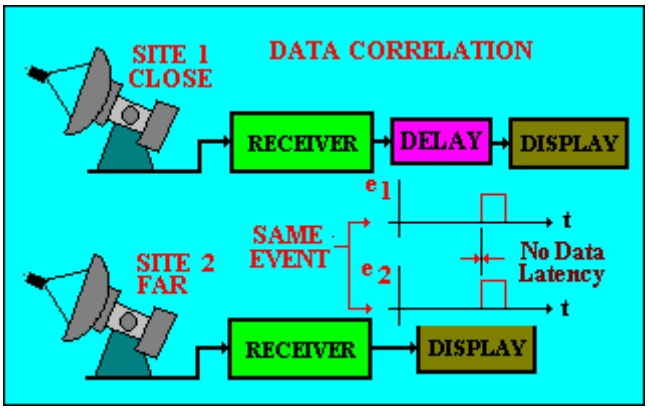


Figura 8.1.9. - Correlação de dados é o processo de levar dados adquiridos em locais múltiplos e fundir estes dados em um frame de tempo comum.

8.2. Testes pré-operacionais

A *figura 8.2.* mostra como um comutador PCM e um transmissor de RF do veículo podem ser simulados por um gerador de código PCM especial chamado de transmissor de taxa de erro de bits e um gerador de sinal RF convencional. O transmissor de BER tem um receptor de BER associado que está monitorando o *stream* de dados de telemetria e comparando o que ele vê com o que sabe que foi enviado. O receptor de BER exibe cada bit de PCM que é diferente como um erro. A relação dos erros encontrados em um intervalo de tempo finito ao intervalo de tempo é a taxa de erro dos bits (BER). O BER normalmente é medido em vários conjuntos de amostra para chegar-se a um valor de BER seguro. Note que esta medida de BER pré-operacional

verificou só o desempenho da estação de solo, já que o veículo é simulado e a conexão de dados é mantida curta intencionalmente.

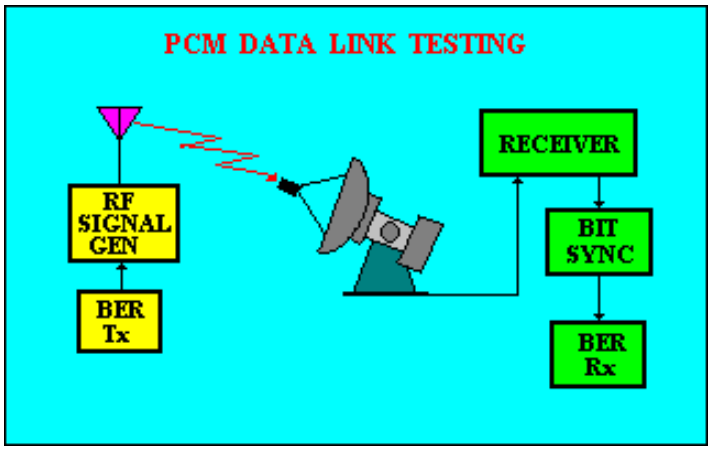


Figura 8.2. – Como um comutador PCM e um transmissor de RF do veículo podem ser simulados.

A verificação dos equipamentos e programas de processamento de dados requerem um simulador adicional para produzir os padrões de sincronização e valores nominais de dados para comandar o sistema e no final das contas as exibições. Esta simulação é executada tipicamente enviando um *stream* PCM gerado por computador (ou reprodução de fita) para a estação de solo ou aceitando o teste de BER como válido e só injetando os dados simulados no equipamento de processamento.

O teste pré-operacional final sempre é uma conferência que usa dados reais do veículo logo antes da operação. Esta conferência final é feita em mísseis balísticos durante a contagem, e em mísseis táticos enquanto eles ainda estão presos à aeronave de lançamento. Qualquer problema encontrado no cheque final requer solução imediata ou o lançamento é cancelado.

Na *foto 8.2.*, na cabine do CH-47SD, pilotos de teste da Boeing (à esquerda e no centro, de costas para a câmera), e o engenheiro de vôo (à direita, em pé) preparam-se para um teste em vôo do Boeing CH-47Super D enquanto um técnico de instrumentação (à direita, sentado) checa os sistemas de telemetria.

Foto 8.2. – Testes pré-operacionais na cabine do Boeing CH-47Super D.

8.2.1. Configuração

Muito esforço geralmente é exigido para configurar um sistema de telemetria para um dispositivo em teste. O pacote de telemetria do veículo deve ser implementado de forma que os dados do dispositivo em teste estarão disponíveis no solo. Isto exige uma seleção e projeto apropriados do módulo de telemetria a ser embarcado no dispositivo em teste. Freqüentemente são exigidas modificações para acomodar o módulo de telemetria no veículo, e freqüentemente ocupam uma porção do espaço da ogiva veículo de vôo, no caso de mísseis.

Uma vez que o veículo é energizado, é possível executar um cheque de malha fechada do sistema de telemetria para assegurar que esteja funcionando corretamente. Um parâmetro fundamental a ser testado é assegurar que todos os canais dos sensores estão funcionando. Todos os parâmetros monitorados deveriam estar dentro dos limites que são *a priori* conhecidos. Geralmente não são usados sinais simulados uma vez que o módulo de telemetria já foi integrado no dispositivo em teste.

Na estação de solo, devem ser executados testes para assegurar que os dados de telemetria

podem ser recebidos, processados e exibidos depois que o veículo seja lançado. Um teste de BER é executado para validar o equipamento da estação de solo. O contorno de olho é usado para monitorar o desempenho do enlace de telemetria. Uma tensão de AGC calibrada pode ser usada para monitorar a potência de RF recebida. A tensão de AGC calibrada é usada para calcular o S/R, e um analisador de espectro é usado para monitorar o sinal de pré-detecção em caso de ajuste impróprio.

Já observou-se gráficos similiares de analisador de espectro quando olhou-se as relações entre taxa de bits e largura de banda do filtro. Se a largura de banda de IF é aproximadamente 1,5 vezes a taxa de bits, o S/R do IF pode ser calculado subtraindo-se 3 dB da relação do sinal ao centro da faixa para o ruído no mínimo espectral. O mínimo espectral é à ±65% da taxa de bits da freqüência central de saída do receptor. Também é possível estimar o S/R diretamente vendo o espectro do sinal.

As saídas dos gravadores de fita são geralmente monitoradas para verificar que o gravador de fita está trabalhando corretamente. Desde que a saída do gravador inclui o caminho inteiro de recepção/gravação geralmente é considerado o melhor ponto para monitorar a qualidade dos dados.

8.2.2. Calibração

Esta é uma *foto (8.2.2.)* de uma estação receptora de telemetria da base da Força Área dos EUA Pilar Point, ao sul de São Francisco. Mostra um técnico ajustando o equipamento de *front-end*. Uma operação manual como esta aqui deve ser evitada sempre que possível, porque a operação requer força de trabalho intensiva e requer pessoas no local remoto. A tendência hoje é usar sistemas digitais sempre que possível para evitar operações manuais caras.

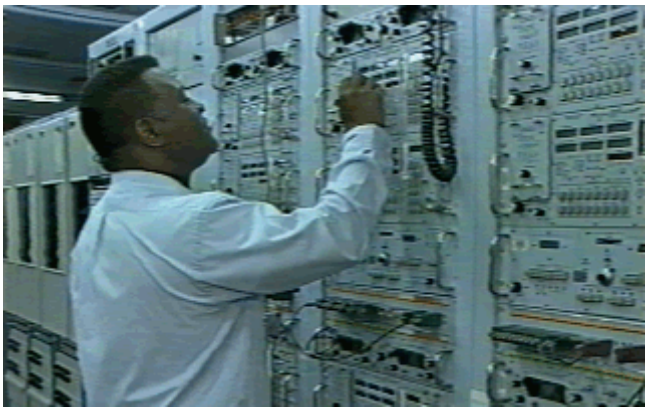


Foto 8.2.2. - Um técnico ajustando o equipamento de front-end.

Calibração de sistemas de telemetria já foi um problema significante. Amplificadores analógicos lineares estavam sujeitos a desvios e problemas térmicos que faziam o ganho incerto. O resultado final era a calibração manual do sistema de telemetria contra entradas padrão. Isto levava tempo e era caro. Para fazer isto corretamente, requeria usar um sinal de referência e ajustar os ganhos manualmente para obter uma deflecção calibrada no gravador de caneta. Isto tinha que ser feito logo antes da operação se os resultados tivessem que ser seguros. Longas esperas significavam recalibrar o sistema.

Felizmente, sistemas de telemetria digitais modernos não requerem muita calibração. É geralmente só as porções analógicas do sistema que precisam de calibração. Isto poderia incluir os gravadores *strip chart* e alguns circuitos de condicionamento de sinal analógicos. A idéia hoje é evitar calibrar o sistema usando técnicas digitais ao longo do sistema de telemetria.

8.2.3. Simulação

Esta é uma *foto (8.2.3.)* de gravadores de fita no *Telemetry Integrated Processing System* (TIPS) na base da Força Área dos EUA de Vandenberg. Fitas são um modo de realizar uma simulação. Uma operação anterior é gravada, e pode ser produzida pelo sistema para validar a operação apropriada do sistema de telemetria. Simulações mais sofisticadas podem gerar dados para operações que ainda nem foram realizadas e verificar se eles irão operar corretamente quando eles voarem.

Foto 8.2.3. – Gravadores de fita podem reproduzir testes anteriores para realizar simulações.

Simulação é um termo de largo significado. Pode insinuar uma simulação digital de um

sistema de telemetria completo, ou pode insinuar somente injetar um sinal simulado em um receptor de telemetria e ver o quão bem opera. Para nossos propósitos, uma simulação é qualquer prova do sistema de telemetria diferente do vôo real de teste do veículo.

O integrator do sistema do dispositivo em teste geralmente tem algum tipo de simulador que pode estimular o módulo de telemetria. Às vezes o módulo de telemetria é testado antes de ser inserido no dispositivo em teste, e às vezes o simulador é movido ao dispositivo em teste. De qualquer modo, os módulos de telemetria serão voados usando sinais simulados antes de uma operação real.

Usando um transmissor de BER e um gerador de sinal de RF um sinal simulado à estação de solo também é uma simulação. O sinal de RF do simulador estimula a estação de solo. A estação de solo processa o sinal recebido e passa isto ao receptor de BER. A saída do receptor de BER pode ser usada como uma medida de desempenho para a estação de solo.

8.2.4. Validação de malha fechada

Muitas áreas de teste têm algum tipo de sistema de validação de dados de telemetria, (*telemetry data validation system,* TDVS) que pode ser usado para executar testes de malha fechada nos equipamentos de telemetria *(figura 8.2.4)*. O TDVS geralmente injeta um *stream* PCM simulado no transmissor do módulo de telemetria no veículo de teste. Este *stream* PCM simulado é então irradiado da antena do veículo e recebido pela estação de solo.

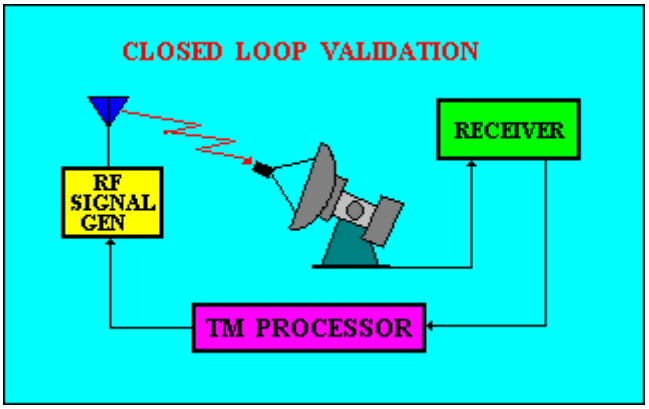


Figura 8.2.4. - Sistema de validação de dados de telemetria (TDVS), para executar testes em malha fechada.

A estação de terra de telemetria recebe, demodula, demultiplexa e processa estes dados. O dados recebidos são comparados então com os que foram alimentados no módulo de telemetria, e

o desempenho é avaliado baseado nessa comparação. Até mesmo erros sistemáticos de um único bit podem ser descobertos com esta técnica. Esto teste de malha fechada aumenta significativamente a confiança dos operadores da área de teste de que os parâmetros estão configurados corretamente e os dados apropriados serão adquiridos durante o vôo real.

8.2.5. Ensaio

Esta é uma *foto (8.2.5.)* de um operador de telemetria ensaiando uma operação na base americana de Edwards. Ensaio é uma forma de treinamento. É usado para treinar os operadores, de forma que eles estejam confortáveis com uma determinada operação. Operações rotineiras não requerem ensaio, mas operações não-rotineiras freqüentemente precisam. O sistema de telemetria real é geralmente usado com um sistema de validação de dados de telemetria de malha fechada. A operação inteira é então simulada usando dados gerados pelo computador ou dados gravados em uma operação semelhante. Todo o pessoal de apoio administra os testes então como se fosse a coisa real. Isso dá aos operadores uma chance para ver como a operação real progredirá. Pode-se melhorar significativamente a chance de sucesso de uma operação real usando esta técnica de ensaio.

Foto 8.2.5. – Operador de telemetria ensaiando uma operação.

8.2.6. Treinamento

Treinamento é uma parte muito importante de qualquer área de teste. Muitos testes são destrutivos e os ativos muito caros do teste são perdidos. É imperativo que a área de teste faça todo o prático para assegurar que os resultados do teste estejam disponíveis depois que o teste seja concluído. Treinamento é uma parte grande ao fazer esta garantia.

Treinamento formal normalmente refere-se a um pouco de treinamento especializado em

um ambiente de sala de aula. Pode ser treinamento formal em uma faculdade ou universidade, ou pode ser treinamento especializado provido por um vendedor. Em qualquer caso é pretendido que o estudante amplie a sua compreensão para fazê-lo mais eficiente. Ajudará o empregado a pensar e a argumentar. Deveria ser usado sempre que apropriado e possível.

O treinamento no trabalho (*On the Job Training,* OJT) é treinamento geralmente informal provido pelo empregador para fazer o empregado mais efetivo em uma determinada posição. É mãos na massa, e pode ser repetido quantas vezes for necessário para alcançar os resultados exigidos. Tende a ser específico em natureza, e ajudará o empregado a ser mais proficiente.

Simulações geralmente são uma forma de OJT que permite para a pessoa operar equipamentos reais em um ambiente simulado sem ter o dispositivo em teste de fato em vôo. Eles são muito úteis para treinar, mas eles também são muito úteis para investigações de acidente, e para teste e avaliação do dispositivo em teste. Simuladores deveriam estar disponíveis para aplicações de custo alto e de alto volume onde os riscos são altos bastante para forçar os custos a se tornarem aceitáveis. Qualquer simulação será cara para desenvolver e operar, mas também poderá reduzir o número de testes de vôo em um determinado veículo.

Instrução auxiliada por computador e treinamento baseado em computador são os modos mais novos para treinar. Estas técnicas oferecem a vantagem de aprender em seu ritmo próprio e em seu espaço próprio. Eles oferecem a desvantagem de interação mínima com um facilitador. O uso deles provavelmente se expandirá no futuro próximo.

8.3. Testes operacionais

Há vários testes que são administrados enquanto a operação está acontecendo. Aqui incluirá-se algumas destas considerações de prova operacionais. Por exemplo, verificação de limite é usada para disparar um alarme se algum parâmetro, diga-se pressão de câmara, excede algum limite máximo permissível. Eventos antecipados são um termo do que refere-se a um plano de como um parâmetro deveria variar em função do tempo. Por exemplo pode-se ser esperada a pressão de câmara cair quando o corte de um motor do foguete acontecer. Quando eventos acontecem e não são planejados eles são chamados de eventos anômalos. Eles podem ser observados como desvios dos valores planejados. Eles podem ou não podem requerer alguma ação. Esta é a decisão fazendo o processo.

8.3.1. Verificação de limite

Um destes testes é chamado de verificação de limite (*gráfico 8.3.1.*). Suponha que um parâmetro como temperatura está sendo monitorado pelo sistema de telemetria. Poderia-se querer ter um som de alarme audível se a temperatura que é monitorada excedesse algum valor pré-determinado. A verificação de limite poderia ser aplicada em qualquer extremo, mas geralmente não deveria-se fixar um alarme em um único evento. Por causa do ruído e problemas de erros de bits com qualquer sistema físico, geralmente só deveria-se fixar um alarme depois de várias medidas sucessivas fora da tolerância. Não é divertido ter muitos alarmes ligando e desligando devido a um enlace de dados ruidoso.

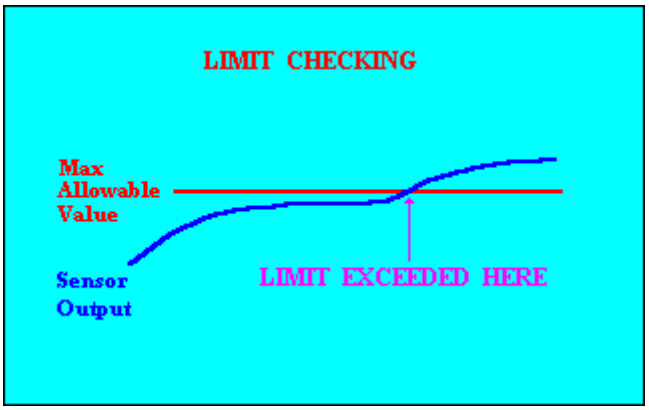


Gráfico 8.3.1. – Definição do teste de verificação de limite.

8.3.2. Eventos antecipados

Outro teste operacional é freqüentemente chamado de eventos antecipados (*gráfico 8.3.2.*). Suponha que uma fase do foguete é esperada ser cortada em um momento específico. O evento antecipado é o corte do motor que pode ser observado por uma queda na pressão de câmara. A curva de pressão de câmara versos tempo poderia ter uma curva da pressão versos tempo antecipada também mostrada no gráfico. Então se a pressão de câmara não cair no momento antecipado, o observador de telemetria poderia sinalizar este evento como um problema em potencial. Se o evento fosse crítico, poderia ser até mesmo necessário abortar a missão.

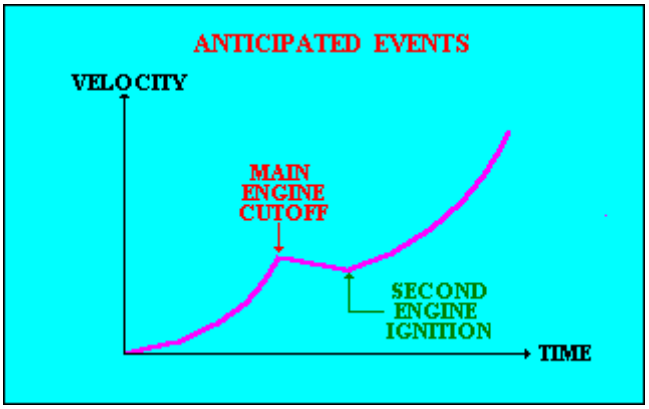


Gráfico 8.3.2. – Definição do teste de evento antecipado.

8.3.3. Anomalias

Testar comportamentos anômalos é muito mais difícil (*gráfico 8.3.3.*). Anomalias podem acontecer a qualquer hora em sistemas físicos, e a pessoa sempre deve estar em guarda contra eles. Se as saídas antecipadas dos sensores forem *a priori* conhecidas, então a pessoa pode delinear os valores antecipados como uma função de tempo. Valores anômalos são então esses que não seguem razoavelmente perto da curva de valor antecipado. O valor anômalo será causa de preocupação, mas pode ou não pode ser uma causa para ação.

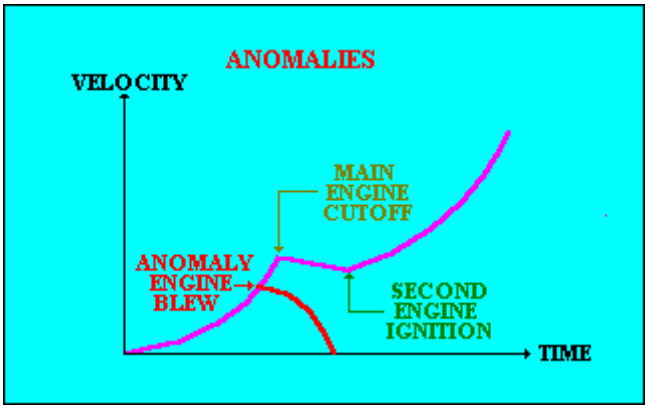


Gráfico 8.3.3. – Definição de teste de anomalias.

8.3.4. Auxílio de dados

Auxílio de dados são requeridos em vários pontos em um sistema de telemetria para apoiar os testes operacionais (*figura 8.3.4.*). Dados gravados em gravadores de fita geralmente só são disponíveis para processamento pós-operacional já que é serial em natureza. Gravadores *strip chart* provêem uma indicação auxiliar sobre o que aconteceu recentemente, mas os dados digitais

provêm um auxílio mais extenso. Usar dados auxiliares em tempo real requer pré-planejamento considerável. Poderia ser usado para apontar a antena para re-aquisição, para reinicializar um filtro, ou até mesmo executar uma avaliação rápida do teste.

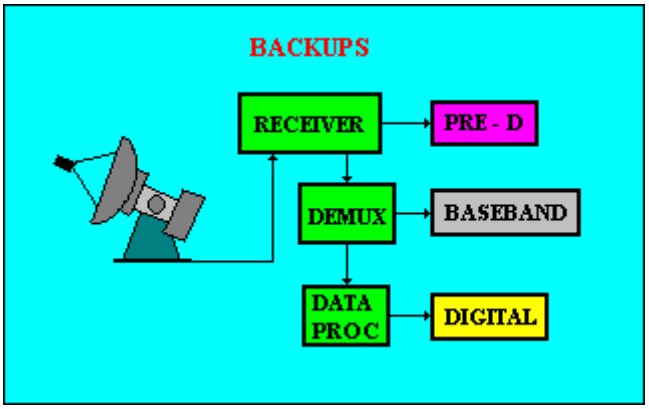


Figura 8.3.4. - Auxílio de dados são requeridos em vários pontos em um sistema de telemetria para apoiar os testes operacionais.

8.3.5. Decisões

Dados de telemetria são usados em um senso de operação para apoiar decisões feitas pelo oficial de segurança de vôo (*figura 8.3.5.*). Muitos dos parâmetros de telemetria somente indicam o quão bem o veículo está operando, e se é ou não é seguro deixar o veículo continuar voando. Estes parâmetros críticos de segurança normalmente são providos através de duas linhas de telemetria independentes, assim não pode haver um ponto único de falha. Também podem ser usados dados em tempo real para interagir com a operação. Pode ser usado para disparar em eventos ou iniciar testes alternativos que dependem do resultado de um teste completado ou não.

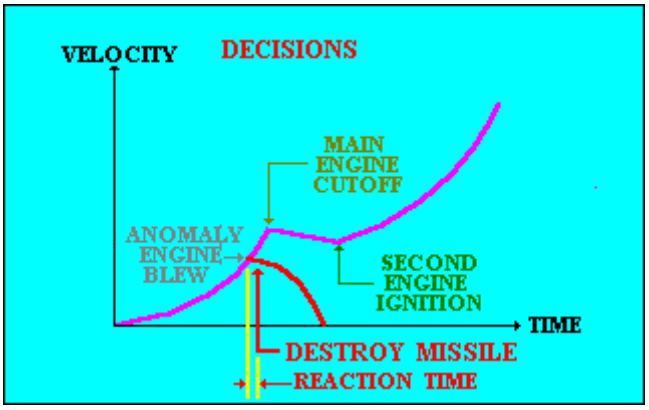


Figura 8.3.5. - Dados de telemetria são usados em um senso de operação para apoiar decisões.

8.4. Testes pós-operacionais

Esta é uma *foto (8.4.)* de uma sala de controle de operações na área de testes de mísseis do pacífico Barking Sands, Havaí. Mostra um operador conduzindo alguns testes pós-operacionais em uma operação que foi completada recentemente. Esta habilidade de reproduzir uma operação é uma ajuda significante em uma área de treinamento onde os participantes podem revisar a operação depois que seja completada. Também é crítico para a avaliação pós-operacional dos dados determinar como os veículos se comportaram durante o teste.

Foto 8.4. - Um operador conduzindo alguns testes pós-operacionais.

Agora será apresentado alguns dos testes que são feitos depois que uma operação de teste foi completada. Um aspecto fundamental de usar os dados de telemetria recebidos de múltiplas estações de telemetria relaciona-se a correlacionar os dados das várias fontes. É convencional cada estação de solo adicionar aos dados a etiqueta de tempo assim que os dados são recebidos. São freqüentemente gravados como dados de pré- e pós-detecção. Os dados de pré-detecção (pre-D) são gravados antes da detecção, e os dados de pós- detecção são gravados depois da detecção. O sinal de pre-D normalmente é o sinal de IF convertido para uma freqüência de portadora que caia dentro do passa-faixa do gravador. Esta freqüência pode ser de 112,5 a 2400 kHz que podem ser gravados diretamente no gravador. Os dados de pre-D podem ser reprocessados usando as melhores características para o detector, condicionador de sinal, e filtros que provêm a qualidade de dados mais alta possível.

Os dados de pós-D são gravados depois da detecção no sistema receptor. Normalmente é gravado sinais de banda base crus e multiplexados, antes ou depois do condicionamento de sinal, incluindo sincronização de bits, em fitas analógicas usando gravação direta ou de FM. Os dados de tempo também são escritos nas fitas em ambos os modos de forma que os dados das duas

fontes possam ser alinhados no tempo, ou correlacionados no tempo. Também devem ser combinados os dados das múltiplas fontes em um único *stream* significante de dados do veículo.

A informação combinada (ou fundida) é usada para gerar as melhores estimativas do que de fato aconteceu durante o teste. O cenário é então reconstruído de forma que o usuário possa entender o que aconteceu exatamente a cada intervalo de tempo.

8.4.1. Correlacionando fontes

Já que o dispositivo em teste freqüentemente está manobrando durante o teste, é freqüentemente necessário receber o *stream* de dados de telemetria em múltiplas estações de solo. Cada uma destas estações de solo tem que receber os dados, etiquetar o tempo, gravar, e retransmitir de volta ao centro de controle da missão para as as exigências de tempo real. Os processadores de tempo real separa os parâmetros significantes, os processa e os exibe. Uma vez que a operação terminou, o processo pós-operacional é realizado para extrair informações adicionais.

Para qualquer enlace de transmissão do veículo, chamado de *stream* de telemetria, há somente uma transmissão contínua de dados do veículo. Dependendo da geografia do solo com respeito ao veículo, cada uma das estações de solo pode ter um pouco daquele *stream* consecutivo de dados. Processamento de dados pós-operacional irá envolver para cada instante de tempo, achar qual estação recebeu os melhores dados. Podem ser integradas essas tiras de dados validados em uma réplica do sinal transmitido pelo veículo. Um alinhamento apropriado desses segmentos de telemetria requerem dados de etiquetagem de tempo que podem ser organizados em uma única linha temporal. A etiquetagem de tempo é essencial para correlacionar dados.

A *figura 8.4.1.* mostra uma maneira de correlacionar o tempo em que um evento aconteceu. Já que a etiquetagem de tempo é feita no local de recepção e não no veículo, será informada com tempos diferentes em cada local remoto. Para este exemplo, quer-se determinar quando a ignição da segunda fase aconteceu. Se sabe-se, ou pode-se calcular, a distância de cada local para o veículo, pode-se corrigir o tempo do evento pelo atraso da propagação dos dados do evento no veículo para o local remoto. Pode-se subtrair este atraso da leitura e obter uma leitura corrigida para cada local. Uma média aritmética simples das três leituras poderia ser a melhor estimativa de tempo em que o evento ocorreu.

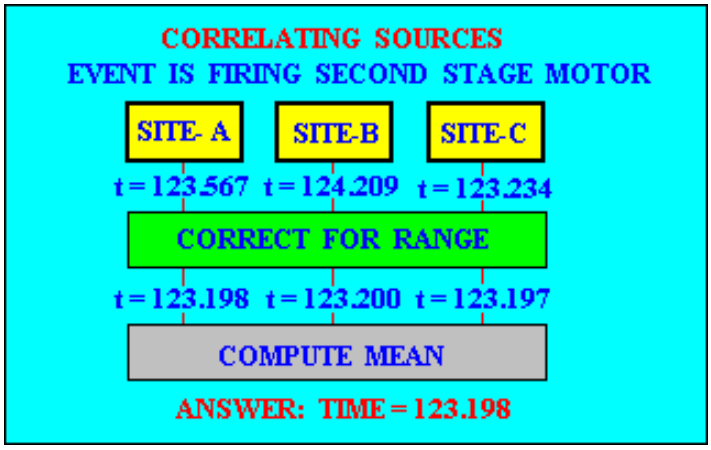


Figura 8.4.1. – Um método de correlacionar o tempo em que um evento ocorreu.

8.4.2. Combinação

Combinação de dados é o processo de pegar os dados de etiquetagem de tempo de diversas estações de solo e fundir esses trechos de dados em um único *stream* de telemetria. Para cada intervalo de tempo, o computador examina os dados significantes de cada fonte. O nível AGC indicado pelo receptor é uma medida da validade dos dados de uma determinada fonte. Se um local tem dados superiores, estes podem ser usados como válidos para aquele intervalo de tempo. Se múltiplos locais tiverem dados válidos, um será selecionado e será conferido contra o outro. Os melhores dados de cada fonte são usado para gerar o melhor *stream* que replica o que foi transmitido do dispositivo em teste. A combinação dos dados é muito mais que só a seleção da melhor fonte e muito processamento de dados é de fato realizado para gerar a melhor estimativa.

O exemplo mostrado no *gráfico 8.4.2.* é a melhor estimativa da trajetória para o vôo de um míssil balístico. Foi derivado pela combinação dos dados de guiagem inercial de três locais de telemetria separados. Local 1, mostrado em púrpura, proveu os dados para os primeiros três pontos de dados na curva. Local 2, mostrado em verde, proveu os dados para as próximas quatro amostras, e o local 3, mostrado dentro do vermelho, proveu os dados para as últimas seis amostras. Este exemplo simples demonstrou o conceito da combinação de dados de locais separados em uma estimativa global.

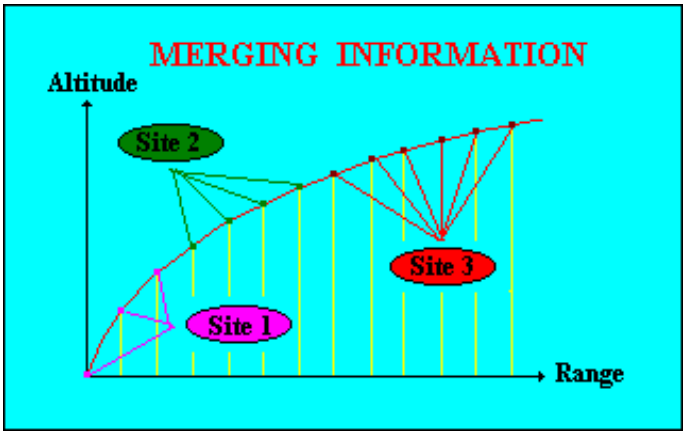


Gráfico 8.4.2. - A melhor estimativa da trajetória para o vôo de um míssil balístico.

8.4.3. Melhor estimativa

As melhores estimativas são as saídas do extensivo processamento pós-operacional dos dados de telemetria. A intenção é reconstruir fielmente as saídas reais dos sensores no dispositivo em teste. A informação das múltiplas estações de solo é a única entrada de telemetria disponível ao processo. Dados de cada fonte são examinados quanto à qualidade de dados e combinados em um único *stream* de dados. Uma filtragem melhor é aplicada aos dados para produzir o melhor *stream* possível de dados binários. O dados neste *stream* são então demultiplexados e os dados dos sensores reconstruídos das amostras. Dados muito fora da curva são editados e são aplicadas análises probabilísticas aos dados. No fim, a saída de cada sensor é uma representação fiel da saída real do sensor, para aqueles dados crus disponíveis e o tempo e dinheiro disponível para as tarefas de processamento de dados. O usuário gosta de ter o maior número de dados possível, o que melhora a confiança no produto final. Quando um acidente acontece e todo o mundo está envolvido, nunca há dados o bastante!

A *figura 8.4.3.* mostra a melhor estimativa de trajetória para um veículo. Esta estimativa particular é a altitude do veículo versos a distância. Todos os pontos de dados nesta estimativa considera todos os fatos disponíveis, e representa o melhor que pode-se fazer baseado em todos os dados disponíveis.

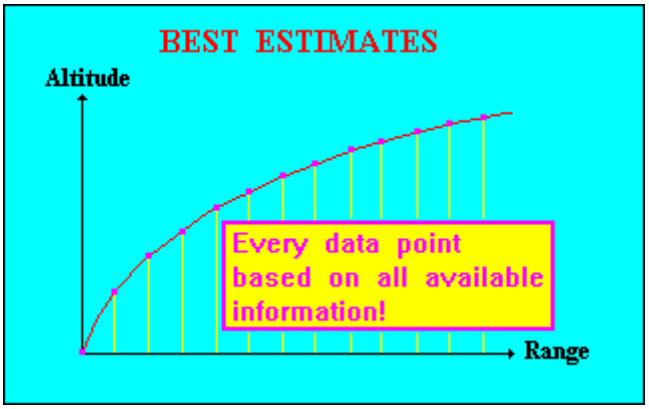


Figura 8.4.3. - A melhor estimativa de trajetória para um veículo. Esta estimativa particular é a altitude do veículo versos a distância.

8.4.4. Reconstrução

Reconstrução é o processo de tentar reconstruir dos dados de telemetria e da física dos sistemas a sucessão exata de eventos que aconteceram durante o teste. Não é possível saber só dos dados de telemetria o que aconteceu exatamente. Isto é assim porque pode ter havido interferência, ruído, ou uma falha que invalidaram os dados de telemetria. Os dados disponíveis devem ser usados junto com a física dos sistemas que foram monitorados para determinar o que aconteceu exatamente durante o teste. A área de testes às vezes está em desvantagem nesta análise por não entender das características do próprio veículo. O usuário por outro lado também está em desvantagem por falta de entender as características da instrumentação empregada no teste. A área de teste e o usuário freqüentemente têm que trabalhar juntos para fazer a reconstrução. É um processo bastante similar com uma investigação de acidente.

A *foto 8.4.4.* é o lançamento mal sucedido de um míssil balístico intercontinental (ICBM) Minuteman lançado da base área dos EUA de Vandenberg. Serão examinados todos os dados adquiridos durante o curto vôo deste veículo para tentar reconstruir os eventos que conduziram até a sua destruição. Todo bit de dados de telemetria coletado em todos os locais contribuirão a esta reconstrução. Este míssil foi destruído pelo oficial de segurança porque ele virou de volta para a terra ao invés de seguir em frente como planejado.

Foto 8.4.4. - Lançamento sem sucesso de um míssil balístico intercontinental (ICBM) Minuteman.

9. Aplicações da telemetria

Este capítulo irá abordar as áreas onde a telemetria é aplicada. Inclui-se nste contexto os **veículos tripulados**, **veículos não-tripulados**, **mísseis**, **outras armas**, **monitoramento de animais**, **automobilismo** e **aplicações médicas**. Este capítulo irá mostrar o quão amplo é a área de aplicações dos sistemas de telemetria.

9.1. Veículos tripulados

Este capítulo irá mostrar **aeronaves**, **veículos terrestres**, **navios**, **submarinos** e **espaçonaves** como exemplos de veículos tripulados. Isso deverá fornecer-lhe uma sensação mais acurada da complexidade de testar cada um desses veículos, e as implicações colocadas aos sistemas de telemetria para estes testes. Muitos exemplos serão mostrados em cada categoria, e considerações especiais para cada tipo de veículo serão discutidas.

9.1.1. Aeronaves

O teste de aeronaves representa uma grande porcentagem da carga de trabalho de muitas áreas de teste. Nesta seção, os tipos de aeronaves são tão complexos que mais subdivisões são necessárias.

A primeira grande divisão são as aeronaves convecionais que são mais pesadas que o ar. A segunda divisão é de mais leves que o ar, que incluem balões e dirigíves. A terceira divisão é de asas rotatórias que incluem os helicópteros. Todos eles podem ser civis ou militares.

A seguir estão algumas fotos de aeronaves mais pesadas que ar:

Fotos 9.1.1.A. - F-14 Tomcat.

Foto 9.1.1.B. – F-15 Strike Eagle.

Fotos 9.1.1.C. – F-16 Fighting Falcon.

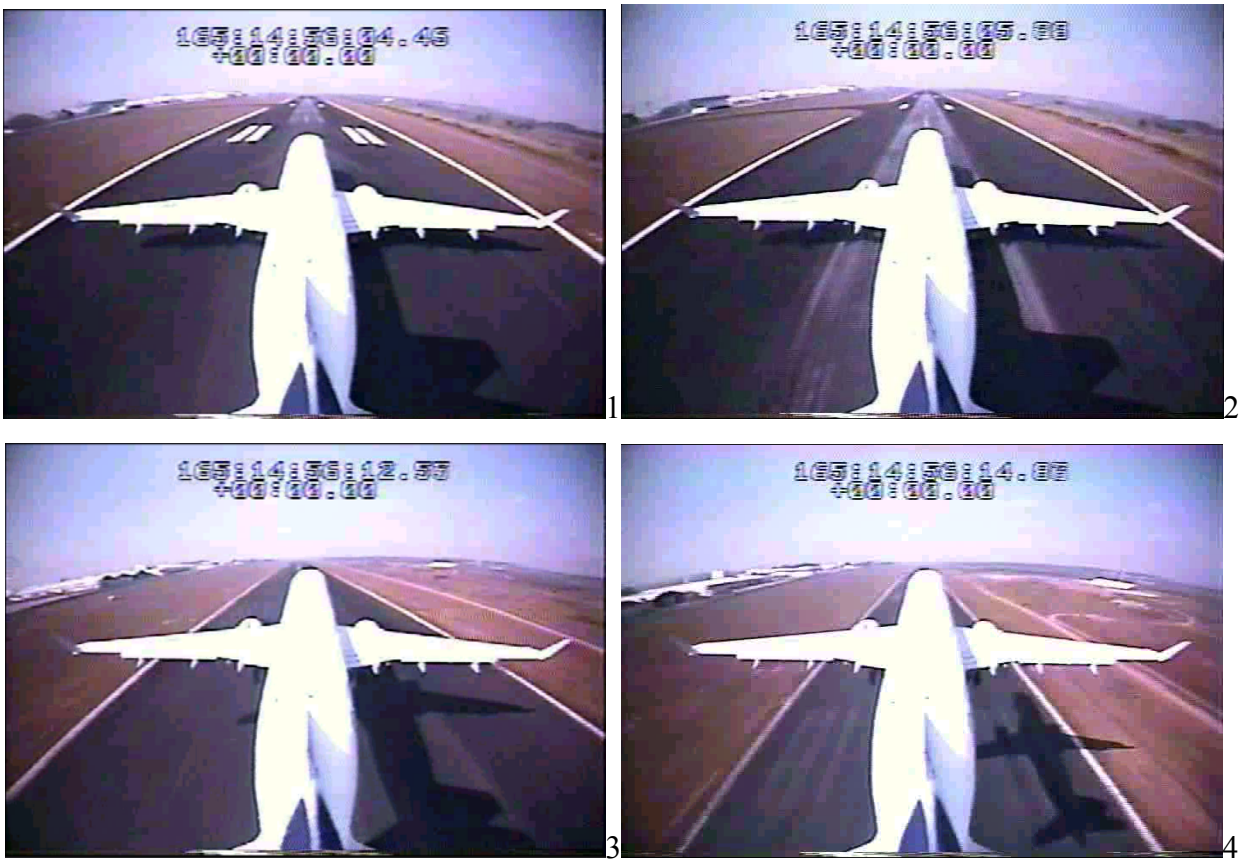
Foto 9.1.1.D. – F-16 XL.

Fotos 9.1.1.E. – F-18 Hornet.

Foto 9.1.1.F. – The new YF-22 fighter.

Foto 9.1.1.G. – Um Boeing 747 e um Gulfstream. Aviação civil também usa telemetria durante os ensaios em vôo.

A telemetria é muito útil ao primeiro vôo de um modelo de aeronave. Sua característica de monitoramento em tempo real é importante para evitar situações perigosas em uma aeronave ainda não testada. A *sequência de fotos 9.1.1.* mostra imagens de um vídeo da telemetria de vídeo do primeiro vôo do EMBRAER 175. Estas imagens da primeira decolagem de um EMBRAER 175 foram capturadas por uma mini câmera instalada no topo da empenagem vertical. Neste mesmo momento muitos engenheiros estavam em uma estação de solo analisando os dados, que também estavam sendo transmitidos, garantindo que o avião estava funcionando bem para continuar o vôo com segurança.



Sequência de Fotos 9.1.1. – Imagens de telemetria da primeira decolagem de um EMBRAER 175.

9.2.2. Veículos terrestres

Veículos terrestres geralmente são considerados sendo veículos do exército. Muitos dos teste de veículos terrestres são realizados em áreas de teste do exército.

A *foto 9.2.2.A.* mostrada é de um tanque M1 Abrams. Este tanque representa o estado da arte em tecnologia de tanques. O M1 se provou muito efetivo na Primeira Guerra do Golfo, onde não teve problemas em derrotar os tanques iraquianos primariamente de tecnologia soviética. O

tanque M1 gastou muitos anos em testes e melhoria do produto em áreas de teste.

Foto 9.2.2.A. – Tanque M1 Abrams em uma área de teste.

Os veículos terrestres normalmente são agrupados em **tanques, caminhões, transporte de pessoal** e **outros veículos.**

A seguir estão mais algumas fotos de veículos de combate:

Foto 9.2.2.B. – Veículos terrestres militares.

9.1.3. Navios

Os **navios** geralmente são considerados como equipamento da marinha. Navios-alvo são usados pelos três serviços. Os testes em navios são realizados em áreas de teste da marinha. A *foto 9.1.3.A.* é de um crusador de defesa. Este crusador de defesa é um crusador de mísseis guiados construído em torno de um *Phased Array Radar* (PAR) sofisticado de três faces, que fornece cobertura quase hemisférica à frota. Ele viaja com uma força tarefa, provendo monitoramento de alvos e de ameaças se aproximando, e neutralizando essas ameaças para proteger a frota.

Foto 9.1.3.A. – Um crusador de defesa.

Navios podem ser principalmente classificados como **barcos de patrulha**, **destróiers, crusadores, porta-aviões** e **navios de efeito e superfície.** A seguir estão fotos de outros navios:

Foto 9.1.3.B. – Um porta-aviões.

Foto 9.1.3.C. – Um crusador.

9.1.4. Submarinos

Submarinos são veículos subaquáticos da marinha. Submarinos geralmente são agrupados nas classes de **patrulha**, **ataque** e **mísseis balísticos**. Submarinos de patrulha monitoram o tráfego marítimo e identificam navios que devem ser destruídos. Submarinos de ataque são construídos para vasculhar e destruir navios e outros submarinos inimigos. Submarinos de mísseis balísticos são de função estratégica.

O submarino Trident mostrado na *foto 9.1.4.* pode viajar mais rápido submerso do que muitos navios na superfície. Pode ficar submerso por 6 meses ou mais, fazendo-o um alvo muito difícil para o inimigo localizar. Um submarino Trident carrega mais poder de fogo do que todas as bombas lançada na Segunda Guerra Mundial.

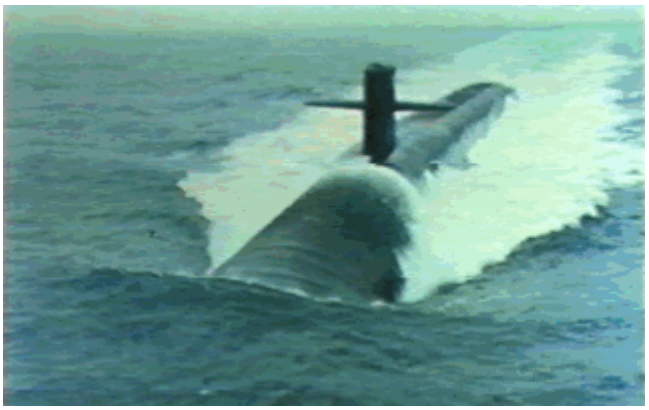


Foto 9.1.4.A. - O submarino Trident pode viajar mais rápido submerso do que muitos navios na superfície.

Note que os dados de telemetria não são disponíveis do submarino quando este está completamente submergido. Ele geralmente irá esticar uma antena para fora da água para transmitir a telemetria para um navio por perto ou uma aeronave voando próximo a ele durante o teste de um míssil por exemplo.

9.1.5. Espaçonaves

As **espaçonaves** oferecem as suas próprias peculiaridades com respeiro à telemetria. A *foto 9.1.5.A.* é de um Ônibus Espacial durante a decolagem.

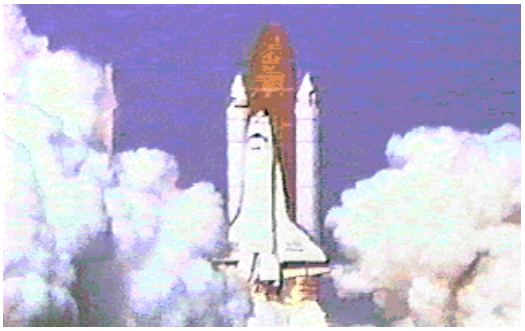


Foto 9.1.5.A. - Ônibus Espacial durante a decolagem.

Todas as espaçonaves orbitando a Terra estão viajando a 65000 km/h ou mais para manter a sua órbita. Se eles não se moverem rápido o suficiente para gerar força centrípeta suficiente para sobrepujar a força da gravidade eles irão cair para a Terra. Aumentar a velocidade de uma espaçonave orbital o faz subir para uma órbita mais alta. A cerca de 90000 km/h uma velocidade de escape é atingida e a espaçonave quebra a sua órbita em torno da Terra. Em órbitas baixas, cerca de 1000 km acima da superfície, um satélite irá orbitar a Terra a cada 90 minutos. Quando a velocidade da espaçonave aumenta, ela se move para uma órbita maior e leva mais tempo para orbitar a Terra.

A cerca de 80000 km de altitude a espaçonave orbita a Terra em 24 horas, então parece que está estacionário, por isso é chamado de geoestacionário, acima de um único ponto sobre a Terra. Devido às grandes distâncias envolvidas, é frequêntemente necessário retransmitir os dados ao solo. O uso de satélites de retransmissão, como o *Tracking and Data Relay Satellite System* (TDRSS), fazem os ensaios globais praticáveis.

A seguir estão mais fotos de espaçonaves:

Foto 9.1.5.B. – X-15.

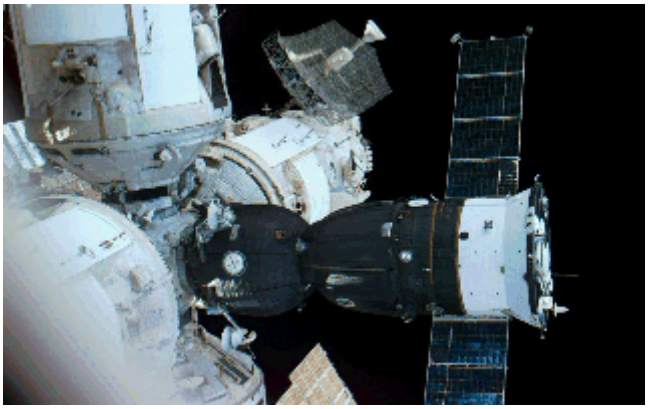


Foto 9.1.5.C. – Soyuz.

Foto 9.1.5.D. – Estação Espacial Mir.

9.2. Veículos não-tripulados

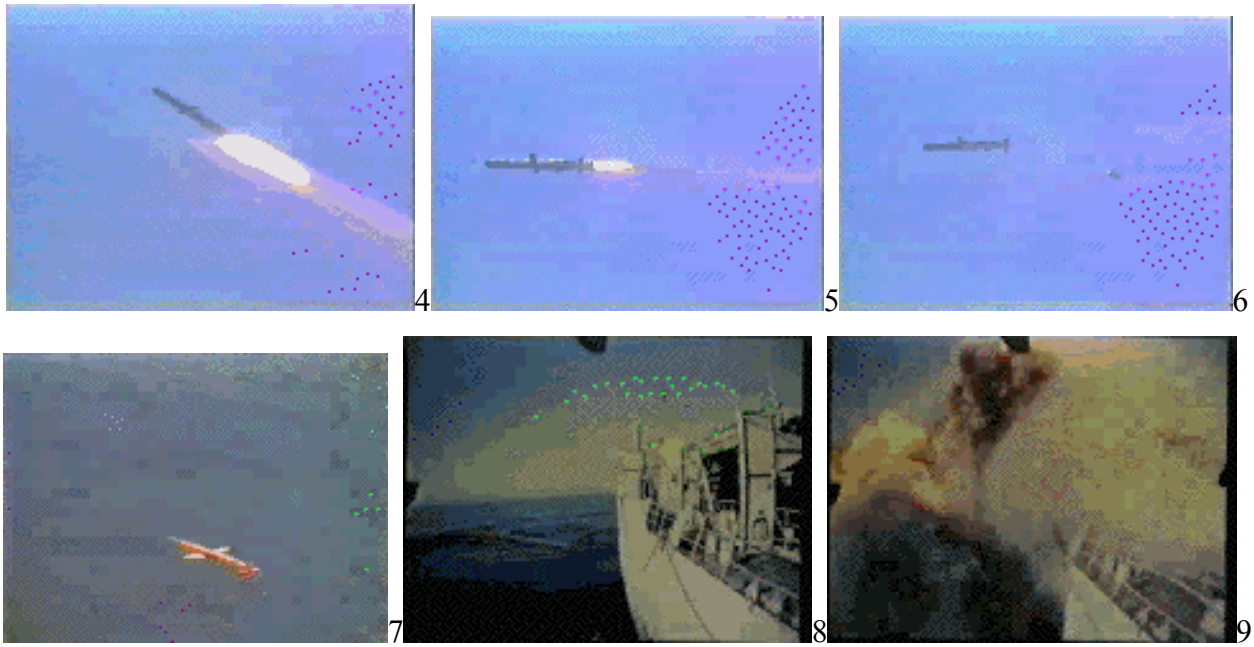
Veículos não-tripulados geralmente demandam mais da área de teste que os veículos tripulados. Veículos não-tripulados incluem **alvos**, **veículos pilotados remotamente** (RPVs), **veículos áereos não-tripulados** (UAVs), **mísseis de cruzeiro** e **satélites**.

A *sequência de fotos 9.2.* mostra um míssel Tomahawk em teste. Coletar dados de telemetria de um míssel de cruzeiro como esse requer um avião de retransmissão por causa da baixa altitude e longo alcance deste veículo.

1

2

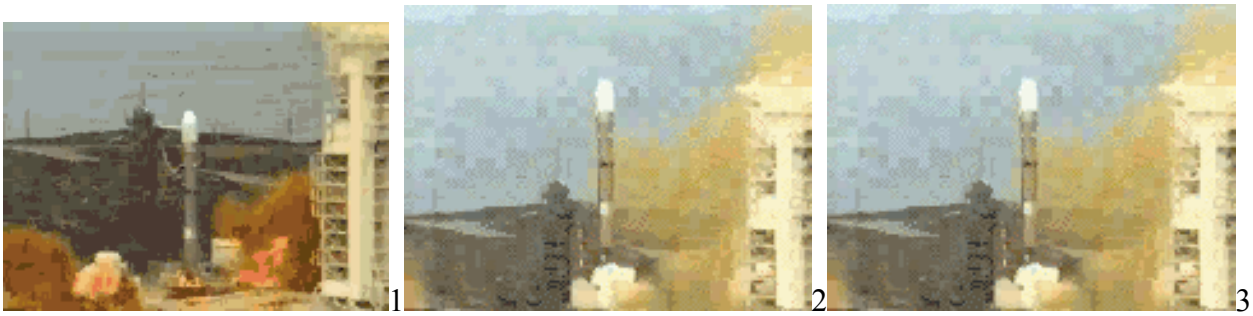
3



Sequência de Fotos 9.2. – Um míssil Tomahawk sendo lançado (1, 2 e 3), em cruzeiro (4, 5 e 6) e atingindo o alvo (7, 8 e 9).

9.2.1. Foguetes auxiliares

Foguetes auxiliares são similares a mísseis balísticos em termo de suporte para testes. Eles são veículos muito grandes e perigosos com potencial de fazer muitos danos se caírem em uma área populada. Quando a carga atinje a velocidade orbital, ele geralmente não reentra a atmosfera após o lançamento.



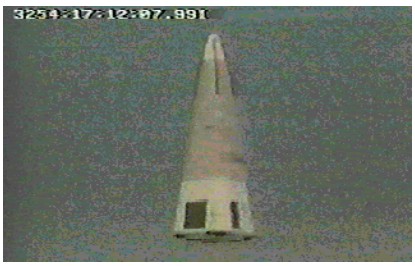
Sequência de Fotos 9.2.1. – Foguete auxiliar sendo lançado.

O foguete auxiliar, entretanto, é mais parecido com o míssil balístico já que reentra na atmosfera ao final de seu vôo. Isto coloca demandas consideráveis nos sistemas de teste. A telemetria geralmente é coletada do foguete durante o vôo motorizado. Ao final do vôo motorizado o foguete é descartado, e segue uma trajetória balística para impactar no oceano. A

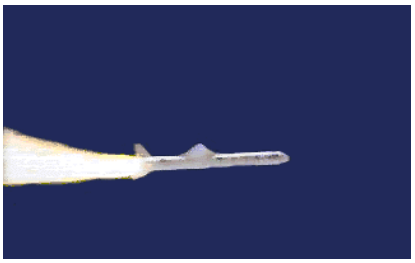
telemetria é também tipicamente coletada da espaçonave ou carga paga até que desapareça sobre o horizonte ou é inserido em uma órbita.

Sítios receptores de diversidade são geralmente requeridos para evitar problemas de atenuação de pluma, e antenas parabólicas de alto ganho de 50 pés de diâmetro são requeridas para esses foguetes.

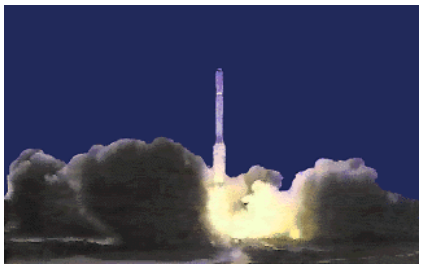
As fotos a seguir mostram alguns outros foguetes auxiliares:



Delta Clipper

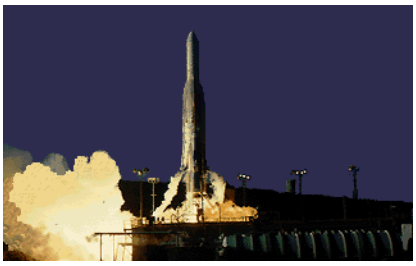


Pegasus



Taurus

Titan-IV



Atlas

LMLV

Fotos 9.2.1. – Alguns outros foguetes auxiliares.

9.2.2. Alvos

Mostrados nas *fotos 9.2.1.* estão alguns alvos padrões em uso nas áreas de teste americanas. Incluem alvos aéreos subsônicos e supersônicos, alvos terrestres e alvos marítimos. Um enlace de dados de telemetria geralmente é uma parte do sistema de controle do alvo, que permite ao operador no solo medir a velocidade, altitude, atitude e outros parâmetros importantes.

Alvo padrão

QF-4

QF-100

MQM-74

QF-100/102

QF-86

SEPTAR

Fotos 9.2.2. – Alguns alvos usados nas áreas de teste americanas hoje em dia.

Os alvos são uma classe especial de veículos usados em sistemas de teste de armas. Um exemplo é o QF-4, que é um F-4 em tamanho natural modificado como alvo. O QF-4 geralmente pode ser voado com um piloto real ou por controle remoto do solo. O QF-4 é um alvo supersônico em escala natural. Também é mostrado o MQM-74, um alvo em sub-escala e supersônico.

Alvos rebocados são carcaças de baixo custo e podem ser rebocados atrás de um navio ou avião para exercícios de tiro.

9.2.3. Veículos remotamente pilotados (RPVs)

Os veículos remotamente pilotados (*Remotely Piloted Vehicle*, RPV) são geralmente pequenos em tamanho. O enlace de controle de rádio requer um linha de visada com o veículo, ou diretamente ou através de uma plataforma de retransmissão. O mesmo caminho pode ser usado para conseguir a telemetria para a estação de solo durante os testes. O grande problema

com os RPVs é o tamanho físico que impõe severas restrições ao módulo de telemetria, e ele pode voar abaixo do horizonte ou fora do campo de visão da antena de telemetria se o piloto não tomar cuidado.

Os RPVs incluem modelos de aeronaves, alvos de tiro e outros veículos que são remotamente pilotados. O RPV geralmente requer contato contínuo com a base em solo, a não ser que alguma plataforma de restransmissão esteja disponível. O veículo aéreo não-tripulado (UAV) é similar ao RPV exceto que pode voar rotas pré-determinadas sem o contato contínuo com a estação de solo.

A *sequência de fotos 9.2.3.* mostrada é de um RPV Pioneer em testes. O Pioneer é projetado para reconhecimento. Ele pode voar e tirar fotos de navios e equipamentos. Estas fotos são retransmitidas ao centro de controle.

Sequência de Fotos 9.2.3. – O RPV PIONEER em testes.

Pode-se ver pelo pequeno tamanho do Pioneer que é difícil instalar um módulo de telemetria no veículo. Se for necessário instrumentar o veículo, somente um módulo de telemetria muito pequeno pode ser acomodado. Não há ogiva para ser removida, e o UAV precisa da câmera de vídeo para operar. Alguma telemetria poderia ser trasmitida no *stream* de vídeo.

9.2.4. Veículos aéreos não-tripulados (UAVs)

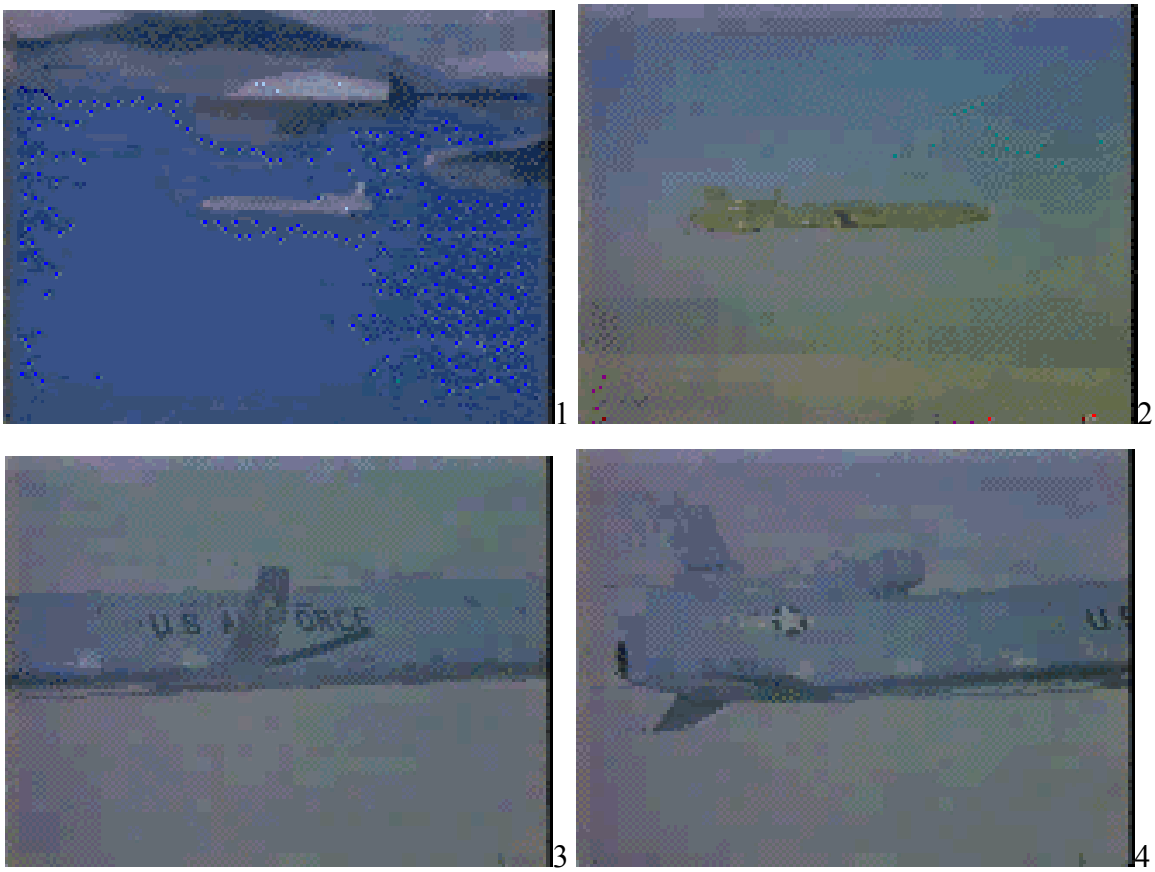
Os veículos aéreos não-tripulados (*Unmanned Aerial Vehicle*, UAV) são similares aos RPVs, exceto que podem voar todo ou parte de seu vôo sem um centro de controle remoto. Quer dizer, um UAV tem um piloto automático mais inteligente que um RPV. UAVs podem incluir uma capacidade de seguir terrenos como os mísseis de cruzeiro.

O UAV mostrado nas *fotos 9.2.4.* é o Canada Air (Canadair) RPV. Ele usa hélices contra-rotatórias para decolagens e pousos verticais. Este UAV é usado primariamente para reconhecimento. Note que os termos RPV e UAV são frequêntemente usados intercâmbiavelmente e não existe definição formal que especifique as diferenças.

Fotos 9.2.4. – O Canada Air (Canadair) RPV.

9.2.5. Mísseis de cruzeiro

A *sequência de fotos 9.2.5.* mostra um míssel de cruzeiro lançado do ar (*Air Launched Cruise Missile*, ALCM) sendo lançado de um bombardeiro B-52. O B-52 pode carregar muitos ALCMs em um lançador rotatório em cada baía de bombas. Cada ALCM pode ser designado para diferentes alvos, a quilômetros de distância.

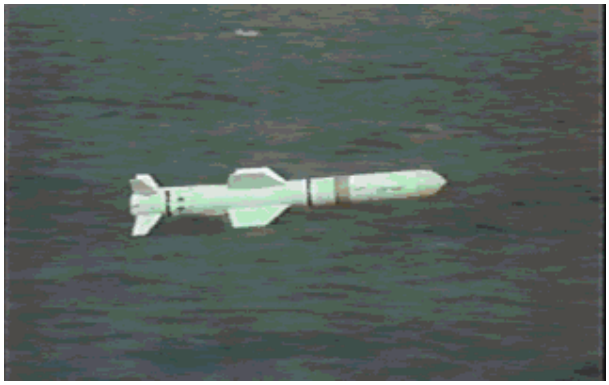


Sequência de Fotos 9.2.5. – Um ALCM sendo lançado de um Boeing B-52.

Os mísseis de cruzeiro são uma classe especial de UAVs. Eles são mísseis de alcance extendido que viajam até a um alvo remoto e o destrói. O míssel de cruzeiro é essencialmente um avião sem piloto muito pequeno que pode voar a uma grande distância para procurar e destruir um alvo. Os mísseis de cruzeiro geralmente voam a baixas altitudes para dificultarem a detecção por radares inimigos. Ele segue o terreno e navega por meio de *waypoints* especificados ao longo da rota e até com sistemas de navegação por GPS. Os sofisticados sistemas de guiagem geralmente extraem características do terreno abaixo e o compara com as características armazenadas em sua memória. Quando ele chega ao destino apropriado, bem longe do ponto de lançamento, ele irá impactar no ponto correto do mapa de destino.

Em geral, o míssel de cruzeiro tem um grande volume ocupado pela ogiva, o que pode acomodar o módulo de telemetria. Ao testar o míssel de cruzeiro, é convencional usar-se um avião perseguidor para voar com o míssel, a uma altitude maior, para retransmitir a telemetria para a estação de solo.

A seguir estão outros exemplos de mísseis de cruzeiro:



Harpoon

Tomahawk

Tomahawk sendo escoltado por um F-4

Um Tomahawk da Marinha Real Inglesa

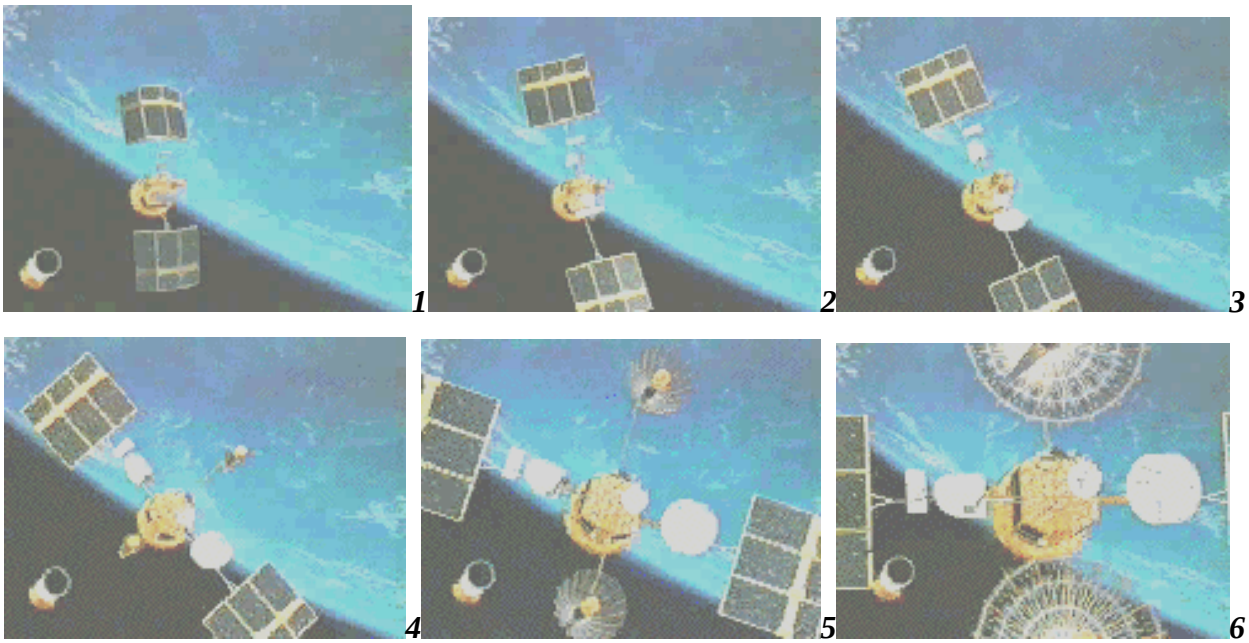
Fotos 9.2.5. – Outros exemplos de mísseis de cruzeiro.

9.2.6. Satélites

Uma rede global muito especial de estações de rastreamento chamada ***Air Force Space Control Network*** **(AFSCN)** têm sido desenvolvida para lidar com a telemetria, rastreamento e comando (*telemetry, tracking and commanding,* TT&C) de satélites não-orbitais. O AFSCN é gerenciado pelo *Air Force Space Command,* na base da força aérea americana de Peterson, Colorado. O sistema usado no AFSCN é chamado de ***Space/Ground Link System*** **(SGLS)**. O SGLS usa uma portadora de 1,7-2,2 GHz e modulação de três tons, oferecendo uma capacidade de 20 canais. A telemetria roda em 7,8 bps a 1024 Mbps, e uma capacidade de SGLS avançado (ASGLS) de largura de banda de 10 MHz também é disponível. O comando é dado via um enlace de comando de 10 kW e de até 2 Kbps de dados.

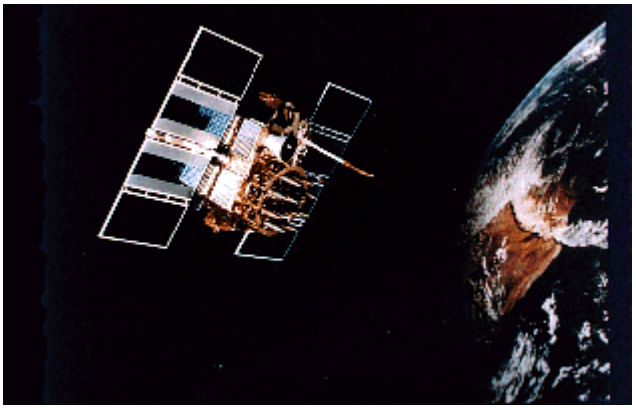
Os satélites têm um papel muito importante na operação de muitas áreas de teste. Eles

fornecem a apoio de metereologia, inteligência e comunicação. Provavelmente não é exagero dizer que os satélites estão se tornando cada vez mais importnates em nossas vidas. O ***Tracking and Data Relay Satellite*** **(TDRS)** é mostrado na *sequência de fotos 9.2.6.* O TDRS é especialmente importante no apoio ao Ônibus Espacial quando este está orbitando a Terra.



Sequência de Fotos 9.2.6. – O Tracking and Data Relay Satellite (TDRS).

A seguir estão mais fotos de satélites:



Satélite do GPS

Satélite do ATS

Fotos 9.2.6. – Mais exemplos de satélites com sistemas TT&C.

9.2.7. Mísseis

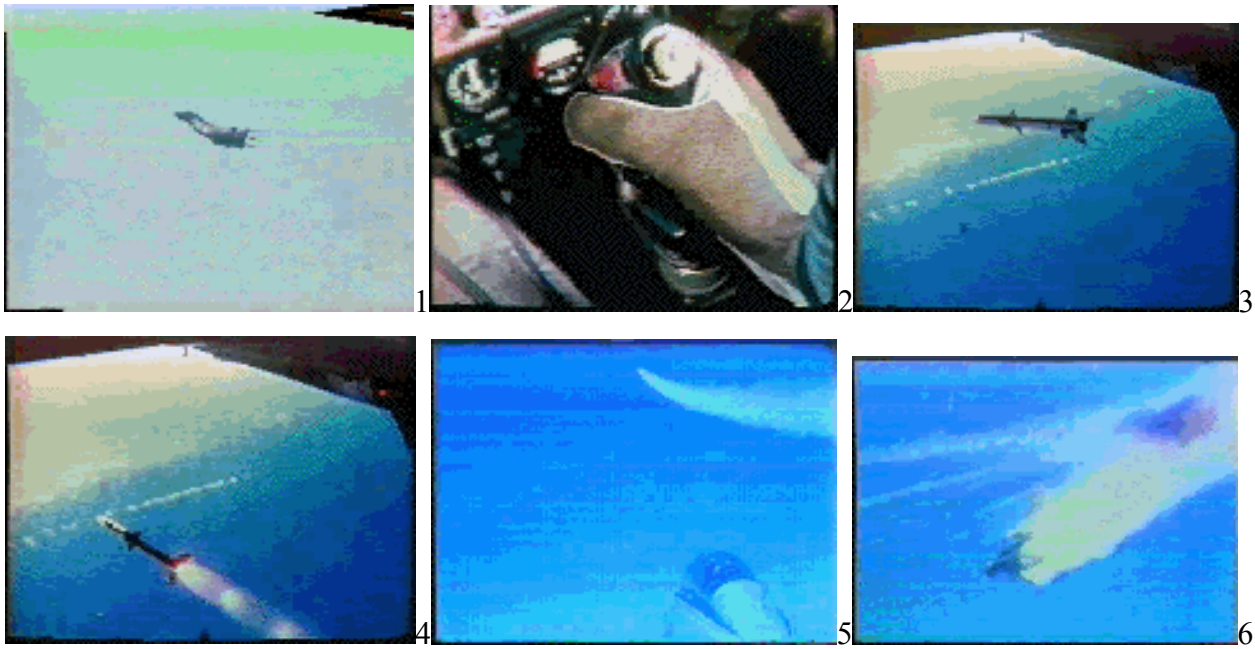
Mísseis de todos os tamanhos, formatos e descrições são requeridos pelos departamentos

de defesa de todos os países, especialmente o americano. Eles são frequêntemente agrupados por conveniência em **ar-ar, ar-superfície, superfície-ar, superfície-superfície, balístico** e **sub-superfície.** Essa notação geralmente implica de onde o míssil é lançado e onde está o alvo.

Esta seção irá discutir alguns dos mísseis que foram configurados com sistemas de telemetria e testados.

9.2.7.1. Mísseis ar-ar

Mísseis ar-ar representam uma grande parte da carga de trabalho de muitas áreas de teste. O míssel ar-ar mostrado na *sequência de fotos 9.2.7.1.A.* é o AIM-7 Sparrow. O Sparrow é um míssel ar-ar de médio alcance e alto desempenho. Ele é um míssel que opera em todas as condições meterológicas, têm cerca de 12 pés de comprimento e 8 polegadas de diâmetro, com um alcance estimado de 25 milhas. O Sparrow é guiado usando um radar semi-ativo. Ele geralmente carrega 39 kg de explosivos de alta energia. Existem muitas variações do Sparrow.



Sequência de Fotos 9.2.7.1.A. - AIM-7 Sparrow sendo lançado de um F-14 Tomcat.

Sequência de Fotos 9.2.7.1.B. - F-18 Hornet lançando um míssil ar-ar.

Outro exemplo de lançamento de míssil com telemetria está na *sequência de fotos 9.2.7.1.C.* Ele mostra o primeiro lançamento do míssil ar-ar da Mectron MAA-1 Piranha de um ALX da Embraer, na área de testes de armas em Natal. O míssil em si não apresenta instrumentação, mas o avião tinha muitos parâmetros permitindo algumas análises do lançamento do míssil e sua interação com o avião. As suas últimas imagens foram tomadas pela mini câmera da instrumentação instalada no topo da empenagem vertical.

1

2

3

4

5

6

Sequência de Fotos 9.2.7.1.C. – Primeiro lançamento do MAA-1 Piranha de um ALX, visto de três pontos de vista.

A seguir estão fotos de outros mísseis ar-ar:

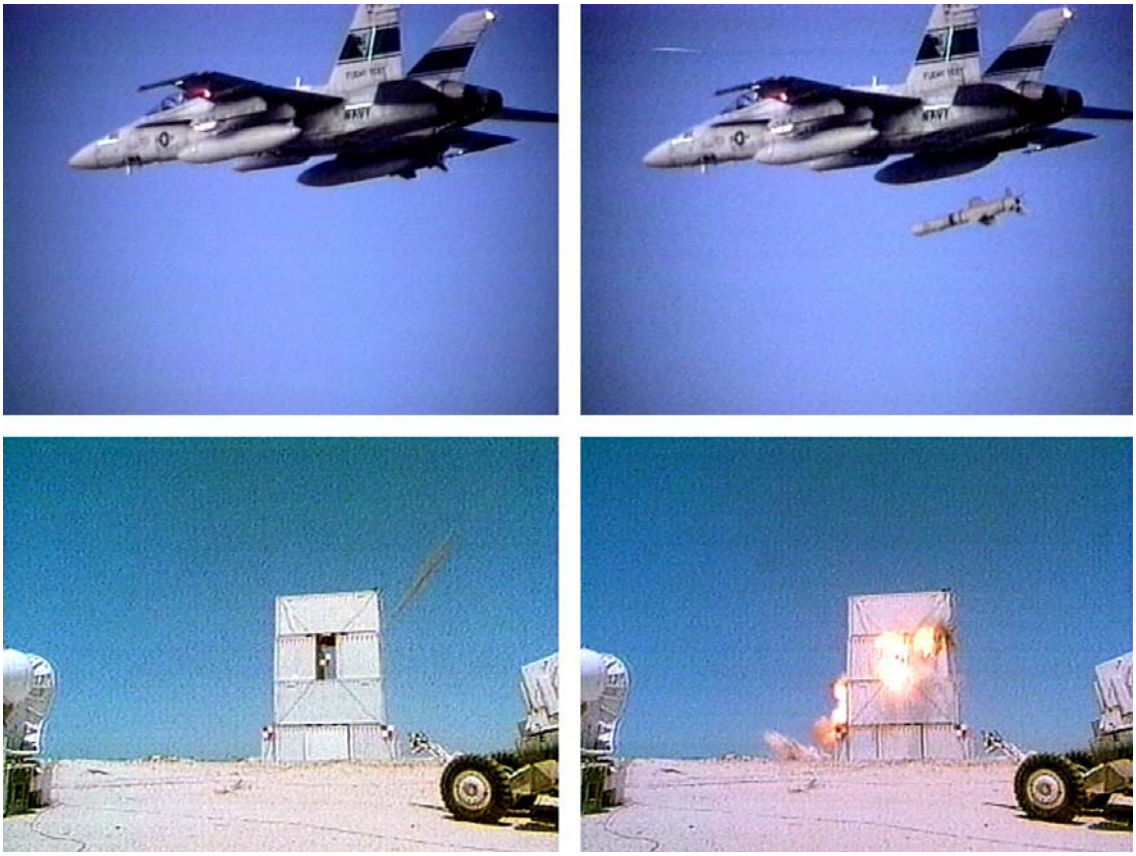
Foto 9.2.7.1.A. – Míssil AMRAAM, de médio alcance e guiado por radar.

Fotos 9.2.7.1.D. – F-18 lançando mísseis ar-ar.

9.2.7.2. Mísseis ar-superfície

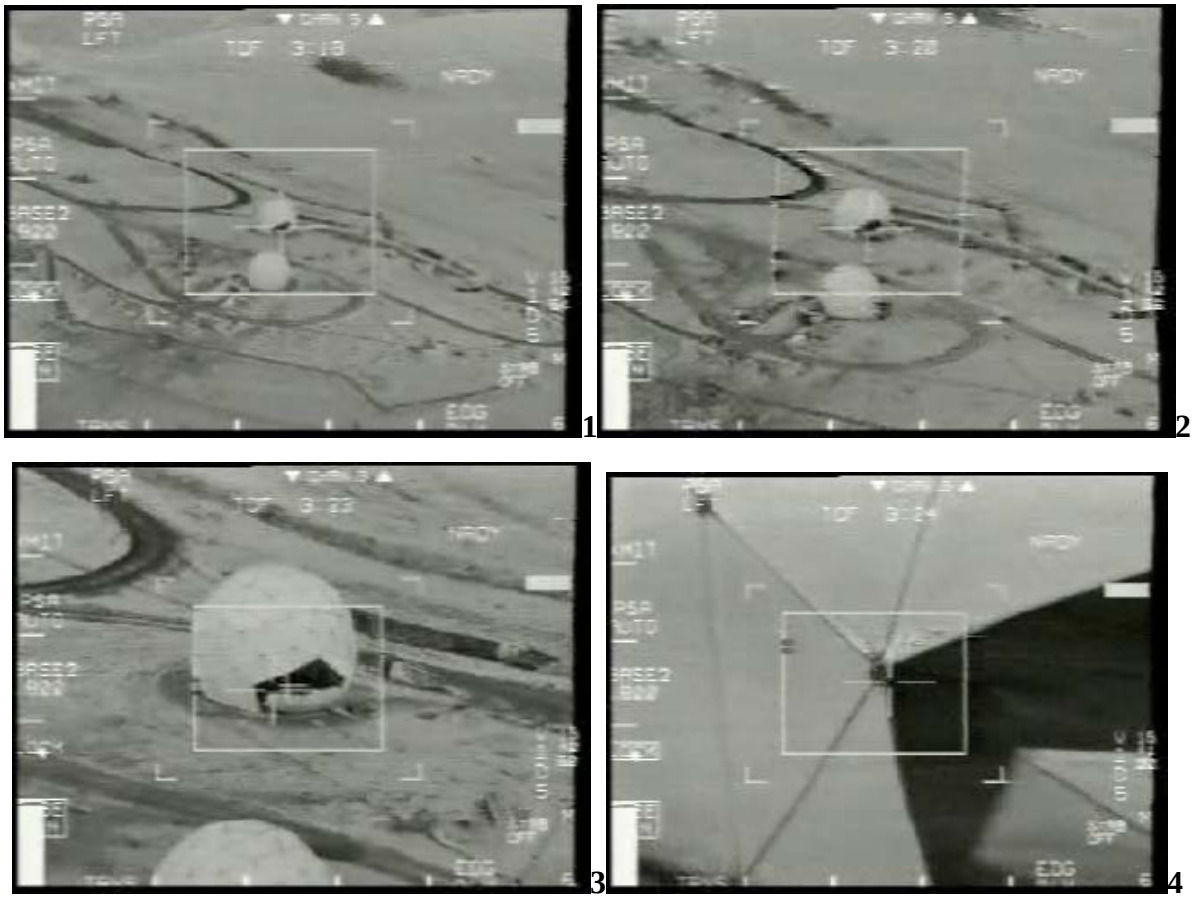
Mísseis ar-superfície são lançados de aviões ou helicópteros contra alvos no solo. A telemetria de armas ar-superfície frequêntemente devem ser retransmitidas ao centro de controle da área de teste. A aeronave lançadora pode estar acima do horizonte, mas o alvo pode estar abaixo do horizonte. Se alguma parte do vôo do míssil estiver abaixo da linha do horizonte, será necessário retransmitir a telemetria. Isto pode ser executado com um avião de escolta ou outra plataforma de retransmissão. Retransmissão por satélite normalmente não é praticável porque os satélites geoestacionários de retransmissão estão muito distantes do transmissor de telemetria de relativa baixa potência que está na arma.

A seguir estão mais fotos de mísseis ar-superfície:



Sequência de Fotos 9.2.7.2.A. – F-18 Hornet lançando um míssil ar-superfície de precisão. Note a precisão com que o míssil atingiu o alvo.

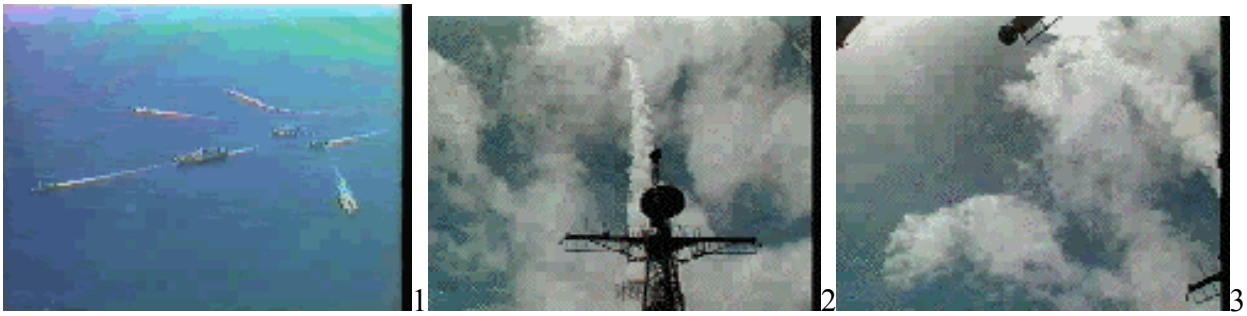
Foto 9.2.7.2. – Míssil Shrike.



Sequência de Fotos 9.2.7.2.B. –Um míssil ar-superfícil se aproximando de uma estação de radar durante a guerra do Kosovo. Imagens tomadas pela câmera do míssil e enviados ao avião lançador.

9.2.7.3. Mísseis superfície-ar

Mísseis superfície-ar são desenvolvidos para proteger combatentes de superfície de ataques aéreos. O termo SAM (*surface-air missiles*) é geralmente aplicado a mísseis superfície-ar. Mostrado na *sequência de fotos 9.2.7.3.* está o míssil padrão RIM-66A. Ele têm alcance médio (10 milhas), e é um míssil todo em estado-sólido com superfícies de controle eletrônicas. A energia elétrica é fornecida por uma bateria *"one-shot"* que é ativada um pouco antes do lançamento.



Sequência de Fotos 9.2.7.3. - Um míssil padrão RIM-66A sendo lançado de um navio.

O RIM-66A têm um motor a foquete de propelente sólido e duplo empuxo, usa ogivas covencionais de alta energia (HE) com fuso de proximidade. Ele têm 13,5 polegadas de diâmetro e cerca de 12 pés de comprimento. Ele usa um radar semi-ativo para o guiamento.

A seguir estão fotos de outros mísseis superfície-ar:

Foto 9.2.7.3.A. – Sea Sparrow SAM.

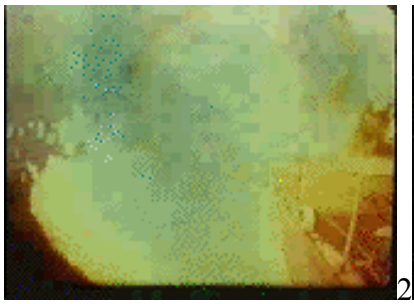
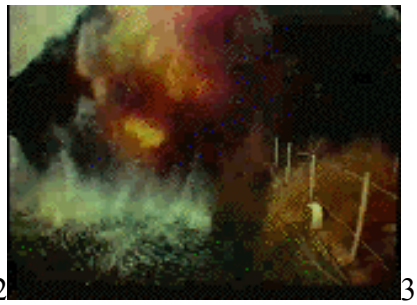
Foto 9.2.7.3.B. – Patriot SAM.

Foto 9.2.7.3.C. – Outro míssil superfície-ar.

Foto 9.2.7.3.D. – Outro míssil superfície-ar sendo lançado de um navio.

9.2.7.4. Mísseis superfície-superfície

Os mísseis superfície-superfície têm a intenção de proteger combatentes de superfície de outros combatentes de superfície. A *sequência de fotos 9.2.7.4.* mostra o míssil superfície-superfície RGM-84A Harpoon. Ele é um míssile de cruzeiro tático anti-navio alto subsônico.

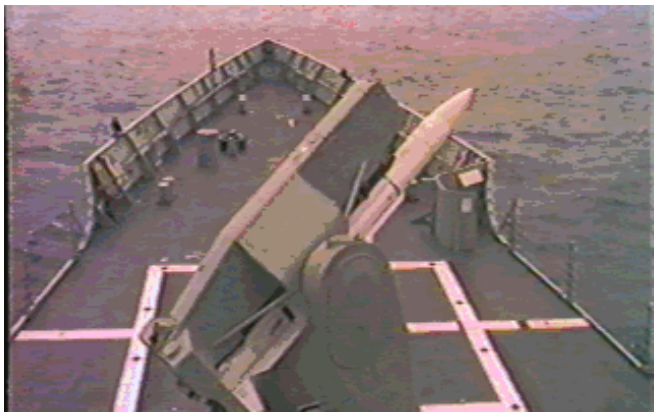
1

2

3

Sequência de Fotos 9.2.7.4. – Um RGM-84A Harpoon atingindo o alvo.

O Harpoon usa uma ogiva convencional de alta energia. Ele tem um diâmetro de 13,5 polegadas e um comprimento de 12,5 pés. Ele tem um alcance de 45 milhas. A guiagem é inercial pré-programada e por radar.

Um míssil como o Harpoon propõe um problema interessante para os ensaios. O módulo de telemetria pode substituir a ogiva em muitos testes, mas a baixa altitude e o longo alcance são um problema. Provavelmente será necessário usar um avião para coletar a telemetria e retransmiti-la. Existem aviões como o P-3 e o ARIA disponíveis para esse propósito.

A seguir estão mais fotos de mísseis superfície-superfície:



Fotos 9.2.7.4.A. – Um míssil padrão superfície-superfície.

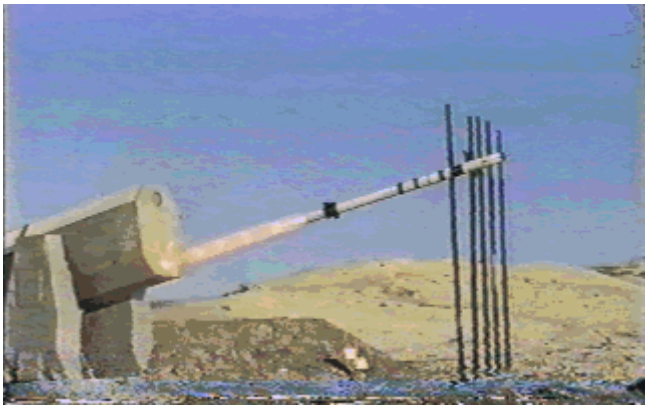


Foto 9.2.7.4.B. – Míssil RAM.

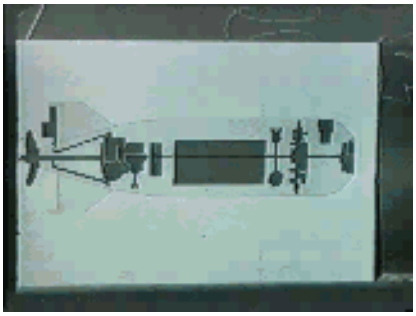
Foto 9.2.7.4.C. – Míssil SM-II.

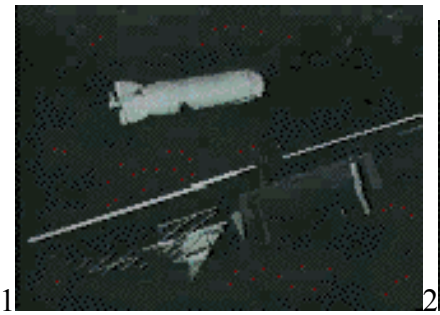
Foto 9.2.7.4.D. – Navio sendo destruído por um míssil superfície-superfície.

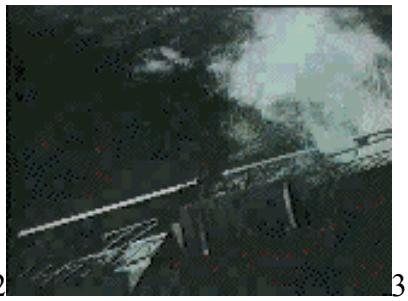
Foto 9.2.7.4.E. – Navio lançando dois mísseis superfície-superfície simultâneamente.

9.2.7.5. Armas sub-superfície

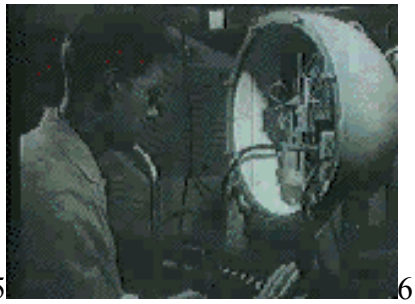
Armas sub-superfície geralmente são consideradas sendo aquelas que desempenham sua míssão embaixo d'água. São primariamente torpedos e cargas de profundidade. A *sequência de fotos 9.2.7.5.* mostra um torpedo de guiamento acústico. Torpedos são essencialmente mísseis sub-aquáticos que procuram e destróem navios e submarinos. Usualmente são movidos embaixo d'água por hélices contra-rotatórias na traseira.


1


2


3

4

5

6

Sequência de Fotos 9.2.7.5. – Um torpedo de guiagem acústica sendo lançado de um navio.

Se o teste do torpedo não destruí-lo, é possível gravar os parâmetros de interesse para reprodução após a restauração. Se o torpedo será destruído, ou se for necessário ter dados quase em tempo real do torpedo, o sistema de telemetria deverá usar meios acústicos para ter os dados de volta. Há uma "janela" no espectro eletromagnético da água do mar que ocorre a cerca de 13 kHz, então é possível usar a tecnologia dos hidrofones para se ter de volta os dados de sistemas de armas e subamrinos operando embaixo d'água.

A seguir estão outras armas sub-superfície:

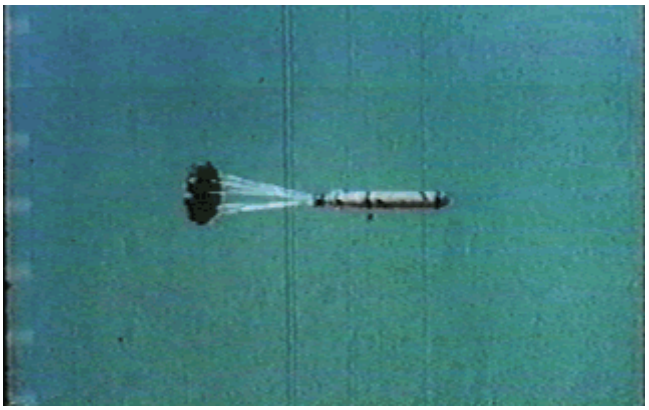


Foto 9.2.7.5.A. – Torpedo lançado do ar ASROC.

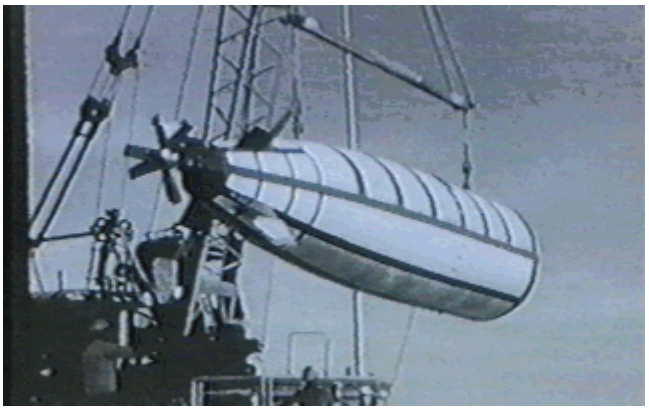
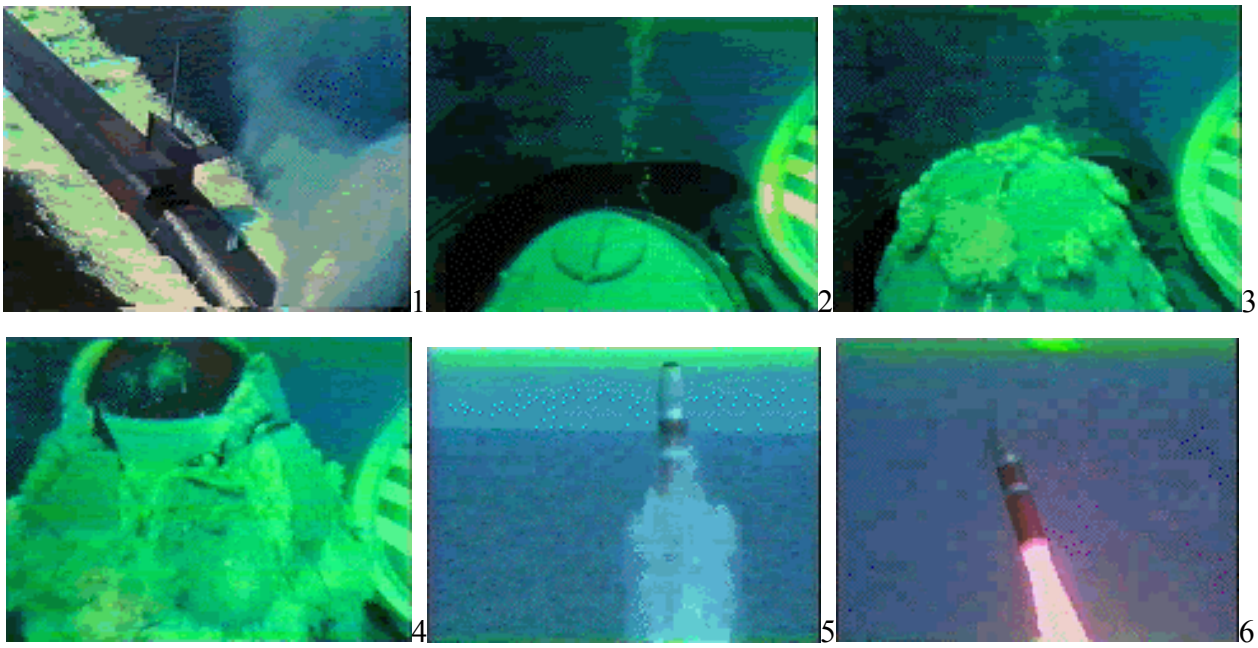


Foto 9.2.7.5.B. – Um torpedo grande.

Figura 9.2.7.5.C. – Um torpedo moderno sendo lançado do convés de um navio.

9.2.8. Mísseis balísticos

Mísseis balísticos são considerados armas estratégicas. Embora eles sejam armas superfície-superfície, são geralmente considerados uma classe por si só. Na *sequência de fotos 9.2.8.* está o Trident C-4 Fleet Ballistic Missile (FBM). Este míssil é lançado de um submarino submergido. Designado de VGM-93A, o Trident é um míssil balístico inter-continental (ICBM) impulsionado por um motor a foquete sólido de três estágios, com um alcance de 4000 milhas.



Sequência de Fotos 9.2.7.8. – Um Trident C-4 sendo lançado de um submarino submergido.

O Trident tem cerca de 6 pés de diâmetro e aproximadamente 34 pés de comprimento. Ele pode entregar 8 ogivas nucleares em alvos separados a até 4000 milhas do ponto de lançamento. Cada ogiva irá impactar o alvo designado com uma probabilidade de erro circular de 150 pés. Um submarino pode carregar até 24 mísseis Trident, o que dá um poder de fogo maior que todas as bombas lançadas na Segunda Guerra.

Coletar a telemetria de um Trident é muito difícil devido ao alcance de 4000 milhas e do lançamento no mar. Geralmente é usado um navio nas proximidades do submarino para coletar a telemetria até que o míssil esteja alto o suficiente. Depois disso, outros navios ou ilhas de instrumentação são usados para coletar a telemetria. Para a fase terminal, instrumentações na Ilha Ascenção no Atlântico ou Ilha Kwajalein no pacífico coletam a telemetria. Antenas de alto ganho são essenciais para a telemetria de mísseis balísticos.

A seguir estão mais fotos de mísseis balísticos:

Foto 9.2.7.8.A. – Míssil Trident.

Foto 9.2.7.8.B. – Peacekeeper ICBM.

Foto 9.2.7.8.C. – Um ICBM emergindo do mar após o lançamento.

9.2.9. Outras armas

Existem várias outras armas que não foram citadas ainda. Elas incluem **bombas, projéteis, armas de feixe**, etc. O objetivo desta seção é discutir um pouco sobre essas armas especializadas que também devem ser submetidas a testes durante seu ciclo de desenvolvimento. Nem todas requerem telemetria e algumas não podem ser sujeitas à telemetria. Um entedimento básico dessas armas é necessário para um entendimento básico do processo de testes e avaliações, e da telemetria que apóia este processo.

Bombas são realtivamente fáceis de instrumentar já que elas seguem uma trajetória balística da aeronave ao alvo. Elas também têm um monte de espaço dentro se o explosivo for removido ou substituído durante os testes. No evento do alvo estar abaixo do horizonte de RF para qualquer posição da trajetória da bomba, o uso de uma plataforma de retransmissão pode ser necessária. Bombas guidas ou de planeio são um pouco mais difíceis de instrumentar.

Projéteis geralmente sofrem de acelerações severas e pequeno tamanho físico o que torna a telemetria difícil, mas mesmo assim projéteis têm sido instrumentados. Armas de feixe incluem LASERS (*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*) e MASERS (*Microwave Amplification by Stimulated Emission of Radiation*). Estão também incluídas armas de feixe de

partículas, como o feixe de neutrons, que são úteis no ambiente espacial. É impossível instrumentar o feixe de uma arma de feixe, mas a arma e o alvo podem ser instrumentados.

9.2.9.1. Bombas

Bombas são geralmente consideradas uma versão de arma ar-superfície muito insofisticada. Elas geralmente não tem qualquer sistema de propulsão, mas podem incorporar algum sistema de guiagem para desviar a bomba ao alvo.

Existem bombas de todos os formatos e tamanhos, e muitas são apenas bombas de queda livre sem nenhuma guiagem. A primeira Guerra do Golfo demonstrou que as bombas inteligentes são muito mais efetivas que as bombas mais antigas. Um exemplo de uma bomba guiada é a Walleye (*foto 9.2.9.1.A.*). O Walleye original (Walleye 1) era desiganada como AGM-62A, uma bomba guiada por TV. Uma câmera de televisão instalada no nariz da bomba apresentava uma imagem no cockpit que poderia ser usada para guiar a bomba ao alvo. O Walleye carregava uma ogiva convencional HE. Essa bomba tem aproximadamente 13 polegadas de diâmetro e 11 pés de comprimento. Ela geralemente é considerada uma primitiva bomba de planeio, que foi uma predecessora da família de bombas de planeio GU-15. Uma versão maior, Walleye II, foi desenvolvida pela marinha americana. Têm um monte de espaço em uma bomba de planeio para um módulo de telemetria quando a ogiva é removida. Há pouco o que instrumentar, e a trajetória é simples, então os requerimentos de telemetria são simples.

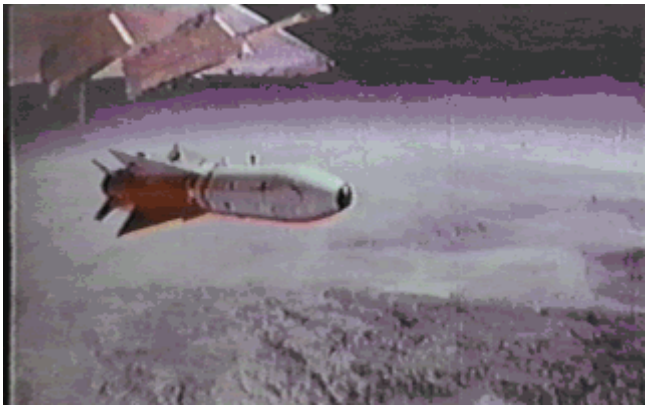
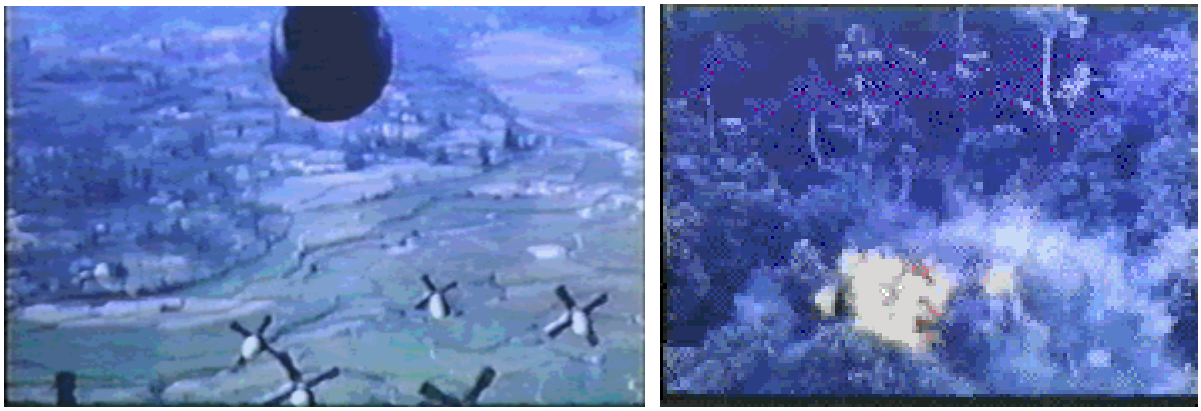


Foto 9.2.9.1.A. – Walleye bomb.

A seguir estão mais fotos de bombas:



Sequência de fotos 9.2.9.1.A. – Bombas Snakeye sendo lançadas e explodindo.

Sequência de fotos 9.2.9.1.B. – Bomba de Napalm.

Foto 9.2.9.1.B. – Um ALX soltando duas bombas na área de testes de armas em Natal.

Foto 9.2.9.1.C. – Um bombardeiro invisível B-2 'Spirit' soltando sua carga de bombas.

9.2.9.2. Projéteis

Projéteis são essencialmente balas, e geralmente não são consideradas como dispositivos sofisticados. Eles cobrem uma grande faixa de tamanhos e formas de 0,2 polegadas de diâmetros a pelo menos 16 polegadas. Eles podem ser inteiramente passivos, como uma bala de chumbo, ou podem incluir uma grande quantidade de explosivos, como um canhão de 16 polegadas em um encouraçado.

A seguir estão mais fotos de projéteis de alto calibre:

Fotos 9.2.9.2.A. – Um veículo de combate disparando um obus.

Fotos 9.2.9.2.B. – Canhões de navios disparando projéteis de médio calibre.

Pode-se pensar que é somente disparar o projétil e acertar o alvo, e então não há necessidade de telemetria. Mas esse não é o caso. Muitas áreas de teste têm tido que instrumentar projéteis. Construir melhores projéteis requer saber muitas coisas sobre seu comportamento, especialmente quando impactam o alvo. Esta é uma tarefa muito difícil devido aos extremos de aceleração quando a arma dispara e a desaceleração quando acerta o alvo. Além disso muitos projéteis estão girando rapidamente devido ao raiamento no cano da arma.

9.2.9.3. Armas de feixe

Armas de feixe são uma nova classe de armas em desenvolvimento que não se emprestam à telemetria, exceto na arma de feixe ou no alvo. Um exemplo de arma de feixe é o LASER MIRICAL (*foto 9.2.9.3.*) na área de teste de mísseis de White Sands, nos EUA. A palavra LASER significa *Light Amplification through Stimulated Emission of Radiation.* O LASER emite

um feixe muito estreito de fótons. O feixe de LASER pode causar uma aquecimento significante da pequena área do alvo que pode literalmente derreter onde o feixe se impinge no alvo. Por isso o LASER pode ser usado como uma arma de feixe para destruir alvos.

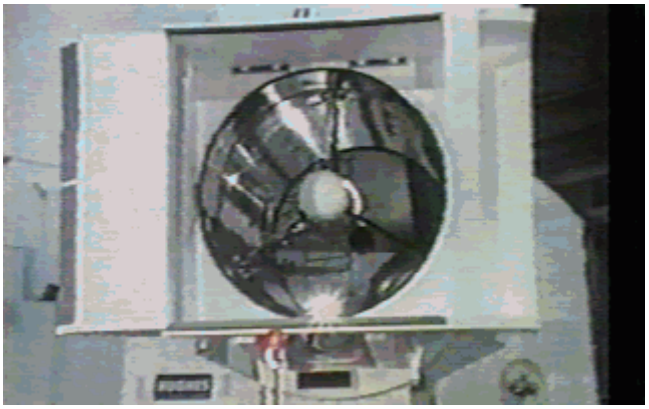


Foto 9.2.9.3. – LASER MIRICAL na área de teste de mísseis de White Sands, nos EUA.

Um MASER é como um LASER mas no espectro magnético abaixo da luz. MASER significa *Microwave Amplification through Stimulated Emission of Radiation*. Como um feixe de LASER, um feixe de MASER pode causar derretimento na superfície do alvo em que impinge. Uma arma de feixe de partículas atira outras partículas atômicas, como neutrons, para destruir o alvo.

9.2.9.4. Outras armas

Ainda há outras armas que não foram discutidas aqui. Eles incluem armamentos de gás, armamentos biológicos, etc. O teste dessas outras armas irá com certeza envolver o uso de telemetria para obter informações de um local remoto a um centro de controle. Isso não implica que se pode instrumentar um germe ou uma molécula de fumaça. Pode-se, entretanto, detectar a presença desses agentes físicos e passar essa informação ao centro de controle.

9.3. Automobilismo

Telemetria do veículo e conhecimento das condições da pista são críticos para as corridas de carro profissionais, onde equipes gastam milhões de dólares a cada ano e onde a diferença entre ganhar e perder é freqüentemente medida em frações de um comprimento de carro.

As corridas de carro usam muito dos sistemas de telemetria e aquisição de dados. Isto é muito pronunciado em Fórmula 1, que se distingue de outras categorias de corrida pela alta tecnologia envolvida.

O sistema de aquisição de dados coleta muitos parâmetros do carro, como velocidade do motor, temperatura do motor, pressão de óleo, suspensões, roda e elementos de aerodinâmica enquanto o carro está na pista. Isto é armazenado em um computador de bordo, e depois que o carro retorna para os *boxes* é descarregado. Então, a telemetria é o próximo passo, permitindo que os dados sejam trasmitidos para a garagem enquanto o carro ainda está na pista, permitindo deste modo que os engenheiros tenham uma visão rápida e precisa de como a máquina está se comportando.

A telemetria provê acesso imediato aos dados assim que são gerados. Isto permite aos engenheiros de corrida e aos gerentes atender às exigências de todos os tipos de esportes motorizados: responda ao modo que o veículo está desempenhando e como está sendo dirigido. Deste modo os testes são feitos mais efetivamente e é melhorada a competitividade durante uma corrida. Descobertas precoces de maus funcionamentos podem minimizar o dano ao equipamento do carro e a segurança do piloto aumenta.

O coração do sistema de telemetria é o computador do carro que deve ser leve e robusto o bastante para tolerar as altas temperaturas e níveis de vibração. Este computador é conectado a aproximadamente cem sensores no carro que mandam de volta uma grande quantidade de dados a serem analisados pelos engenheiros.

Os programas usados nessas aplicações envolvem uma combinação de informações paramétricas do veículo e dados da pista para prover estimativas de desempenho do veículo usadas ao longo da corrida (*figura 9.3.A.*).

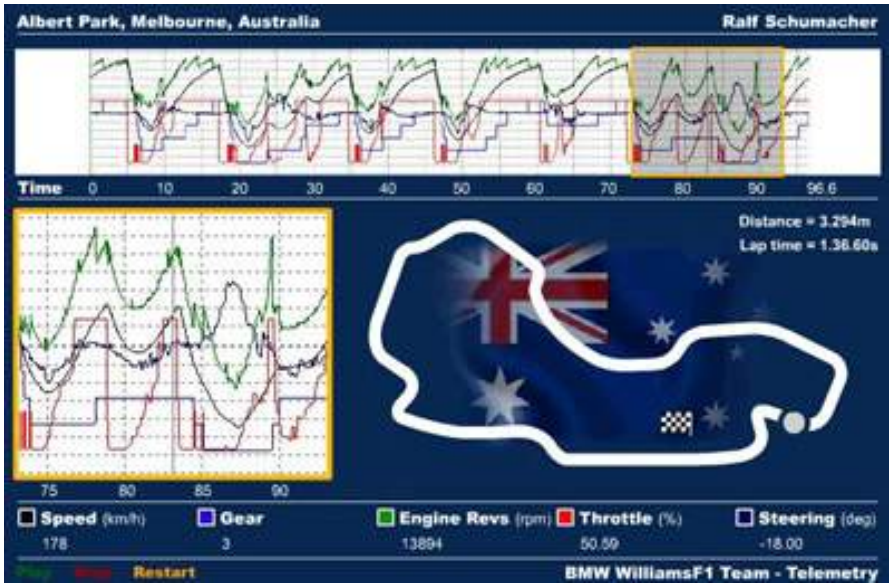


Figura 9.3.A. – A tela de um programa usado para analisar o desempenho de um piloto, no caso Ralf Schumacher.

Como engenharia significa números, a telemetria permite aos engenheiros estudarem numericamente os problemas. Porém, isto não pode ser usado sem as colocações dos pilotos, já que eles são os usuários finais das modificações no carro baseadas nestes dados.

Não só os engenheiros analisam a telemetria, também os pilotos acham que isso pode ajuda-los a aprender e a melhorar. Eles podem ver se estão freando nas curvas muito cedo ou muito tarde, se estão colocando potência no momento exato, se eles estão usando a maneira mais efetiva para trilhar a pista em setores específicos e assim sucessivamente. Eles podem até mesmo se comparar aos seus colegas de equipe (*figura 9.3.B*).

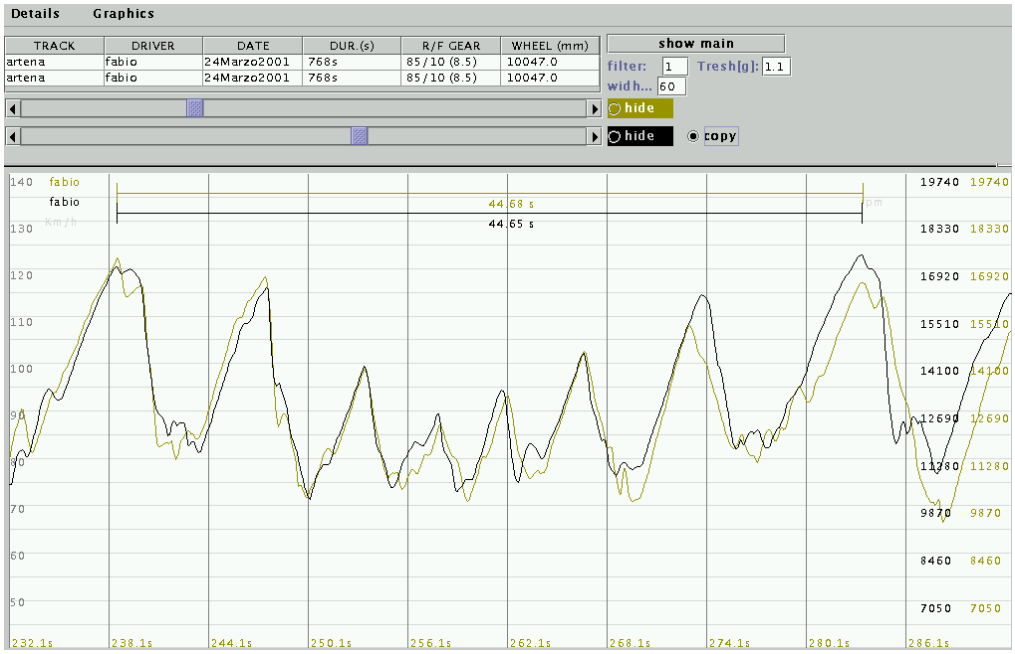


Figura 9.3.B. – Comparando o desempenho de dois pilotos.

A telemetria é uma ferramenta poderosa e assim é estritamente controlada pelas organizações das corridas. No passado era só usada para enviar sinais aos carros para fazer algumas mudanças pequenas em algumas partes, por exemplo, no motor. Mas agora as possibilidades são até maiores, e devem ser controladas para que todas as equipes tenham quase a mesma competitividade. Também pode ser interessante para uma equipe ter os dados de telemtria de uma outra equipe, e descobrir onde o oponente trabalhou melhor.

Também há a telemetria de vídeo, adquirida por mini câmeras instaladas em posições estratégicas nos carros, permitindo a transmissão ao vivo do ponto de vista de dentro do carro para as transmissões televisivas. Essas imagens são muito populares entre os telespectadores, pois trazem ao torcedor um pouco da emoção vivida pelos pilotos.

A seguir estão algumas imagens trasmitidas por telemetria durante uma corrida de Fórmula-1:

Fotos 9.3.- Três momentos de um Grande Prêmio de Fórmula 1, de dentro do carro de Jean Alesi.

9.4. Pesquisa de vida animal e rastreamento de animais

Os sistemas de rastreamento com telemetria são constituídos de transmissores de rádio e receptores ou GPS com possibilidades de rastreamento por satélite. Há muitos equipamentos que se adequam a todas as aplicações de acordo com necessidades específicas. Desde então pequenos insetos, pássaros, peixes, répteis, macacos, cachorros e até grandes animais como alces, tigres, leões, elefantes e assim sucessivamente podem ser monitorados pelos sistemas de telemetria (*fotos 9.4.A.*). Este sistema é mundialmente usado para pesquisar e localizar animais selvagens, em extinção, pássaros, aquáticos e de estimação (*fotos 9.4.B.*).

Reptéis **Baleias**

Aquáticos **Aves**

Fotos 9.4.A. – Alguns exemplos de dispositivos de telemetria usados no monitoramento de vida animal selvagem.

Foto 9.4.B. – Exemplo de dispositivo de telemetria, usado como colar no animal a ser rastreado.

No Brasil, esta tecnologia é uma grande aliada do IBAMA (Instituto Brasileiro de Meio Ambiente), principalmente nos assuntos relacionados com a proteção da fauna brasileira.

Entretanto quando se cria animais para o abate, saber a origem do animal, onde, com quem e como ele cresceu é uma demanda dos mercados atuais e uma imposição dos mercados futuros.

No mundo, mais de 11 milhões de animais são protegidos e controlados por microchips. No Canadá e em alguns países europeus, seu uso é requerido pelo governo. Mais de 40 patentes tecnológicas estratégicas são usadas nesses produtos, como por exemplo, a camada de substância antimigratória que envolve o *microchip*. A seguir é apresentado o *microchip* (*transponder*) (*figura 9.4.A.*):

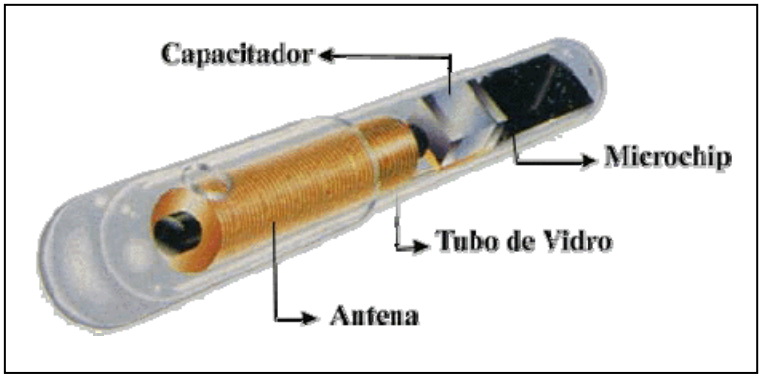


Figura 9.4.A. – Um microchip inserido em animais, como um meio de rastreamento de rebanhos.

O microchip é constituído de um código exclusivo e inalterável, marcado com LASER e encapsulado em um vidro cirúrgico e microcoberto em um abrigo de polipropileno biocompatível e antimigratório. Os menores deles têm quase o mesmo tamanho de um grão de arroz, medindo 11mm x 2mm. Seu tamanho pequeno e forma permitem que eles sejam injetados no animal com

uma seringa ou aplicatores de vacina ou dispositivos semelhantes. Depois da aplicação, o *microchip* fica com o animal sua vida inteira, provendo o seu número exclusivo toda vez que for escaneado por um leitor de identificação compatível. Os identificadores são dispositivos passivos, e assim não levam bateria e permanecem inativos. O pequeno circuito do *transponder* só é energizado quando recebe uma baixa freqüência de rádio de potência enviada pelo leitor. O transponder manda de volta seu número de identificação através de um sinal de rádio e este é decodificado e mostrado no mostrador do leitor. Como o *transponder* não tem nenhuma bateria, não há nada que consumir.

No Brasil, a EMBRAPA desenvolveu uma pesquisa para a realidade do productor, estudando o método mais seguro e mais efetivo para satisfazer todas as exigentes normas internas e externas, focalizando na identificação individual de animais, sendo adotada esta tecnologia como a ideal para o rastreamento do rebanho nacional (*figura 9.4.B.*).

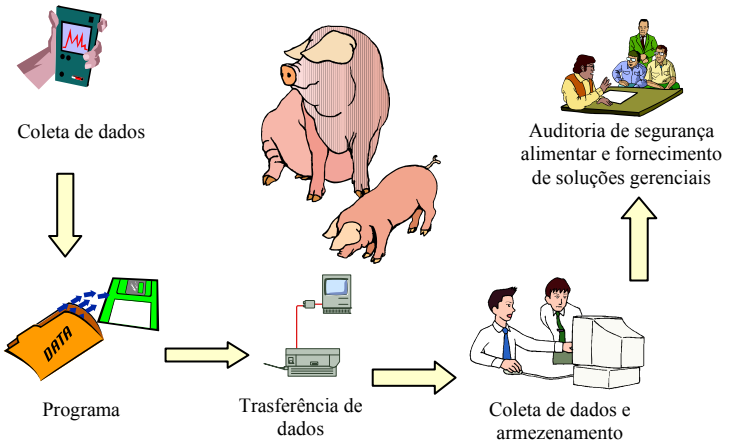


Figura 9.4.B. – Exemplo de rastreamento de animais, usado pelos produtores.

9.5. Aplicações médicas

Telemetria médica sem fios geralmente é o monitorando remoto da saúde de um paciente por tecnologia de rádio. O uso da telemetria médica sem fios dá aos pacientes maior mobilidade e maior conforto, livrando-os da necessidade de estarem conectados ao equipamento do hospital que seria exigido para monitorar a condição deles. A telemetria médica também serve à meta de reduzir os custos dos planos e saúde porque permite o monitoramento remoto de vários pacientes simultâneamente.

Todos os tipos de comunicações exceto voz e vídeo são permitidos em ambas as bases bidirecionais e unidirecionais, contanto que todas as comunicações sejam relacionadas à provisão de cuidado médico.

Sistemas de telemetria médicos sem fios incluem dispositivos para medir os sinais vitais do paciente e outros parâmetros de saúde importantes (por exemplo, pulso e taxa de respiração) e dispositivos que transportem os dados por um enlace de rádio para um local remoto, como uma estação de enfermeiras, equipada com um receptor de rádio especializado. Por exemplo, são usados freqüentemente monitores cardíacos sem fios para monitorar os pacientes após a cirurgia.

Só podem ser usados equipamento de telemetria médica dentro de um prédio de cuidados médicos. Uso caseiro de telemetria médica não é permitido atualmente por causa de uma preocupação que o uso temporário de tal equipamento em muitos locais espalhados tornaria difícil a coordenação das freqüências operacionais, resultando em interferências prejudiciais.

10. Conceitos relacionados

Existem alguns conceitos relacionados que são de interesse dos profissionais de telemetria. Estes incluem muitos dos conceitos de teoria das comunicações, pois a telemetria é uma forma de comunicação.

Alguns desses conceitos incluem o limite de Shannon que determina o limite teórico para transferência de dados através de um canal específico de largura de banda finita. Também são de interesse algumas teorias de código como a detecção e correção de erros, paridade, códigos *Hamming* e *Huffman* e conferências cíclicas de redundância. Finalmente, há algumas transformadas que são importantes por que auxiliam nossa habilidade de entender, manipular e analisar funções complexas.

10.1. Compressão de dados

Mostrado na *figura 10.1.A.* estão os diferentes métodos de compressão de dados reconhecidos pelo *Range Commanders Council* (RCC). Cada um destes é distinto e cada um deles acha uma aplicação em sistemas de instrumentações. A compressão de dados é uma bênção e uma maldição. É essencial como um meio de reduzir exigências de largura de banda ou exigências de armazenamento. É uma maldição quando as coisas dão errado e as técnicas de descompressão não funcionam corretamente. A compressão de dados invadiu todas as áreas do nosso mundo técnico. A compressão de áudio reduz as exigências de largura de banda em serviços telefônicos. A compressão de vídeo reduz a largura de banda dos serviços de televisão.

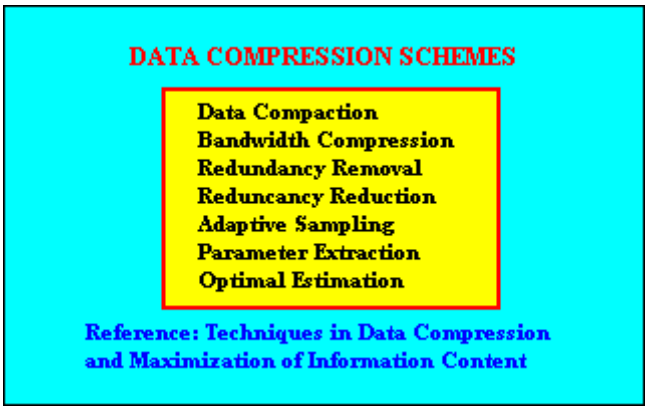


Figura 10.1.A. – Os diferentes métodos de compressão de dados reconhecidos pelo RCC.

O compressão de dados provê a essência dos algorítmos de compressão de computador

como **PKZIP**, **Double Disk, RAM Doubler** e muitos outros. Todas as técnicas procuram achar meios de reduzir a quantidade de dados essenciais que devem ser salvos ou transmitidos. Eles confiam no algorítmo de descompressão para restaurar os dados originais quando requerido.

É recomendada a leitura do documento ***Techniques in Data Compression and Maximization of Information Content*** *(IRIG Technical Report, Data Reduction and Computing Group),* do RCC.

Esquema de compressão de dados

A *figura 10.1.B.* é de um conceito de compressão similar ao usado em uma máquina de *Facsimile* (**Fax**). A máquina de fax tem que transmitir uma imagem em uma linha de telefone de largura de banda muito baixa. Sabe-se que muito de uma imagem em preto e branco, como uma página de texto, consiste primariamente de espaços em branco. O algorítmo de compressão reconhece isso, então a máquina de Fax pode assumir uma linha de escaneamento de tudo branco. Somente é necessário transmitir as mudanças de cor para transmitir a linha. Sempre que o branco mudar para preto ou o preto para branco um chaveamento deve ser transmitido. Pode-se notar que grandes sequências de branco ou preto podem ser transmitidas muito rapidamente, mas parece demorar muito transmitir uma figura de tom médio. Isso por que têm-se 16 chaveamentos para a série de pontos, mas somente um chaveamento para uma linha toda em preto. Note que não há dados para transmitir uma linha toda em branco, já que não há transições.

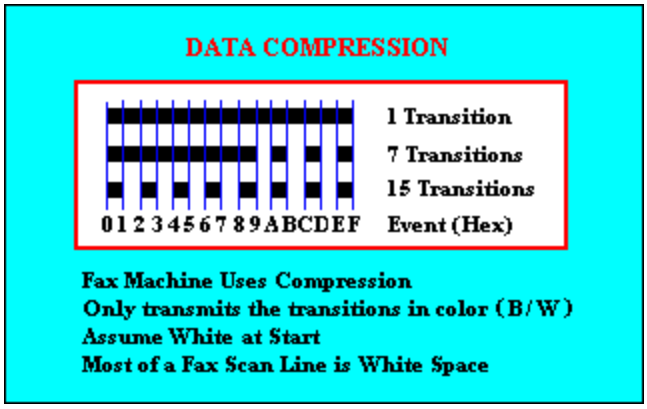


Figura 10.1.B. – Uma conceito de compressão similar ao usado nas máquinas de Fax.

Os primeiros sistemas de telemetria transmitiam cada amostra ao solo. Como os requerimentos de telemetria continuaram a se expandir, se tornou necessário procurar meios de reduzir o número de amostras enviadas ao solo, ou talvez o número de amostras enviadas ao processador de dados. Esquemas de compressão de dados foram desenvolvidos para reduzir os

requerimentos de transferência. Um método simples de compressão de dados é usado na máquina de Fax comum que acabou de ser descrito.

Usuários de computador estão familiares com a compressão de dados, pois viram os MODEMs aumentarem de 300 baud para 57600 baud, sem contar com a Internet de banda larga. Da mesma forma, vídeos e fotos devem ser comprimidos para fazê-los gerenciáveis mesmo em computadores de alta velocidade. Estes se apresentam em formatos de arquivos como WMV, ASF, MPG e outros para vídeo, e JPG, GIF e outros para imagens.

A telemetria também pode usar a compressão para reduzir as taxas de transferência de dados para certas aplicações. Funções bem entendidas e de bom comportamento com comportamento estatisticamente predizível se emprestam a melhores algorítmos de compressão do que dados impredizíveis. Quase todos os algorítmos de compressão podem ser derrotados escolhendo-se o conjunto de dados apropriados.

10.2. Limite de Shannon

Claude Shannon foi um pioneiro nas teorias das comunicações. Ele mostrou que a máxima taxa binária que pode ser transmitida através de um canal de comunicação de largura de banda B, sem erros, na presença de ruído gaussiano branco e aditivo, é dado pela fórmula mostrada na *figura 10.2.* Note que a capacidade do canal sobe linearmente com a largura de banda B, mas ao logarítmo na base 2 do S/R. Note que esta fórmula não inclui o tempo de transmissão, que poderia ser bem longo. Para aproximar esta taxa máxima, os sinais transmitidos devem ser apropriadamente codificados. Isto geralmente implica que o sinal transmitido deve se aproximar às propriedades estatísticas do ruído branco. Isto é, o espectro da densidade de potência do sinal deve ser relativamente constante ao longo da largura de banda B.

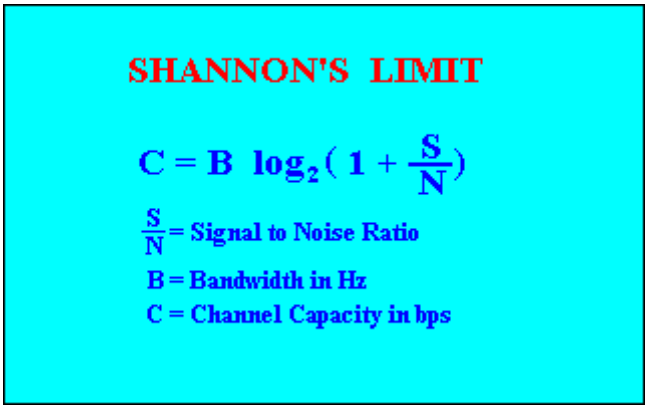


Figura 10.2. – Fórmula do limite de Shannon.

Em geral estamos sempre dispostos no projeto de sistemas de telemetria a aceitar alguma pequena taxa de erros, então nos desviamos da capacidade do canal sem erros definido por Shannon. Podemos ver entretando se precisamos aumentar a taxa de transmissão aceitável devemos ou aumentar o S/R ou aumentar a largura de banda B. Além do mais, para assegurar uma taxa de erros aceitável, podemos usar códigos de detecção e correção de erros.

10.3. Detecção e correção de erros

Este é o exemplo mais simples de um código de deteccção de erros (*figura 10.3.*). É chamado de paridade e consiste em acrescentar um único bit a uma palavra binária para dizer se o número total de bits é par ou ímpar, dependendo até se a paridade par ou ímpar é a desejada. A paridade é freqüentemente usada em linhas de comunicação ruidosas, como as do MODEM em um computador digital. Alguns computadores pessoais (PCs) como o IBM PC até mesmo usam a paridade nos seus *chips* de memória. Considerando que toda palavra recebida será da mesma paridade, é fácil de descobrir erros de um único bit com um único bit de paridade. Porém, note que um único bit de paridade não pode descobrir alguns dos erros de dois bits. Foram desenvolvidos esquemas mais elaborados para descobrir, e até mesmo corrigir, alguns desses erros de múltiplos bits.

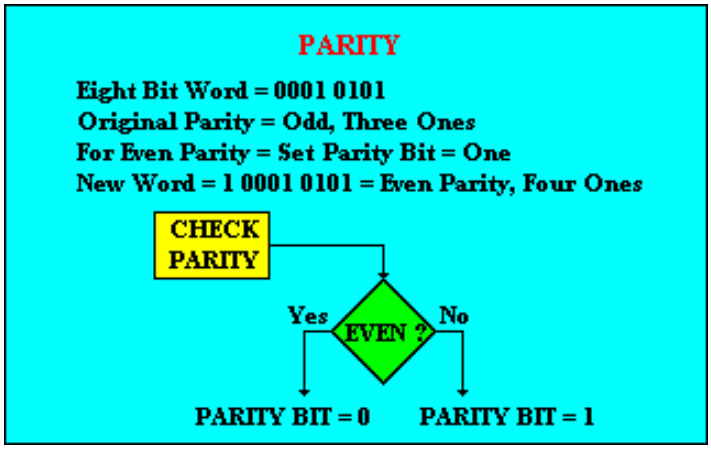


Figura 10.3. – O esquema de detecção de erros por paridade.

Dados digitais geralmente são preferidos em relação a dados analógicos porque pode ser propagado em grandes distâncias, por linhas de comunicação ruidosas, e por muitos processos e ciclos de armazenamento sem perdas de dados. Também há numerosos esquemas disponíveis

para descoberta e correção de erros em dados digitais. Desvio e distorção não são de grande preocupação ao transmitir dados digitais, mas ruído ainda é um problema. Dados digitais podem ser corrompidos por ruído quando um pulso de ruído altera um bit.

Felizmente, há muitos métodos disponíveis no processamento de dados digitais para descobrir e corrigir os erros. Um método para descobrir erros é acrescentar um bit de paridade ao fim da palavra. Por exemplo, computadores pessoais IBM acrescentam um bit de paridade ao fim de cada palavra de oito bits (byte). Conseqüentemente são usados nove bits para transmitir oito bits de dados. O nono bit é fixado a um "0" ou um "1" como uma bandeira para fazer o número de bits "1" na palavra sempre ímpar se quisermos paridade ímpar ou par se quisermos paridade par. Se os oito bits da palavra for por exemplo 00101101, tem quatro "1s" que é par, assim o bit de paridade é "0" se quisermos paridade par.

Após a recepção da palavra ela pode ser conferida para determinar se ainda tem um número par de "1s". Se não, um erro foi descoberto e a palavra pode ser transmitida novamente. Note que isto só funciona para erros de um único bit, e mais bits de paridade são exigidos descobrir erros duplos etc. A comunicação dentro do ambiente controlado do computador pessoal é tão boa que a paridade tem pouco valor. Usando um MODEM para falar entre computadores por uma linha de telefone ruidosa, a paridade se torna de grande valor.

Usando bits de paridade adicionais, é possível não só descobrir o erro, mas também automaticamente corrigi-los. Tal esquema é chamado de código de correção de erro. Um acordo deve ser freqüentemente alcançado entre o tempo gasto requererido para executar a correção do erro, devido ao comprimento somado da palavra transmitida, e o tempo exigido para retransmitir a palavra. Por exemplo, se os dados só podem ser enviados uma vez e é de valor suficiente, pode ser necessário executar a correção de erros. Caso contrário, a maioria dos sistemas usa esquemas simplistas para a descoberta de erros e enviam novamente os dados, se preciso for.

Há numerosas técnicas que foram desenvolvidas para assegurar a integridade dos dados transmitidos por uma distância ou armazenados para uso posterior. O cheque de redundância cíclico (*Cyclic Redundancy Check*, CRC) é usado para assegurar a integridade de um bloco de dados. Se um erro acontecer, é descoberto pelo CRC e retransmitido se possível. CRCs são usados em armazenamento de disco e MODEMs para computadores pessoais. Estas técnicas incluem correção de erro avançada (*Forward Error Correction*, FEC), codificação de blocos, codificação cíclica e codificação de convolução. Foram desenvolvidas muitas técnicas especializadas para decodificar estes códigos sofisticados, inclusive diagramas de treliça para a

decodificação Viterbi de códigos convolucionais.

10.3.1. Paridade

Muitos aspectos sobre a paridade já foram discutidos anteriormente. Observa-se que o bit de paridade normalmente é adicionado na posição de bit mais significativo da palavra, como mostrado na *figura 10.3.1*.

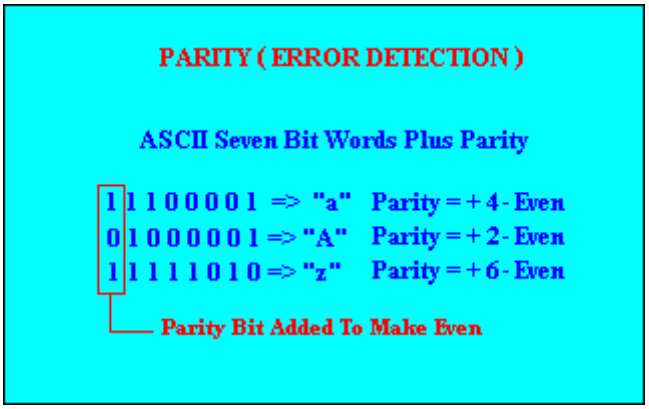


Figura 10.3.1. – A paridade adiciona um bit na posição mais significativa da palavra para detectar erros.

10.3.2. Código de Huffman

Quando grandes quantidades de dados são armazenados ou transmitidos, freqüentemente se tornam necessários modos de comprimir os dados. Compactando os dados a serem enviados ou armazenados, o tempo de transmissão ou armazenamento pode ser reduzido. Um modo de comprimir dados de caracteres é eliminar a restrição que todos os códigos de caracter devem ser do mesmo comprimento. Tal esquema de codificação é um código dependente da freqüência ou código de Huffman.

Huffman investigou o idioma inglês e determinou que há uma distribuição estatística do uso dos caracteres. Por exemplo (*figura 10.3.2.*), o espaço é usado 18,21% do tempo, o A é usado 6,22%, o E é usado 10,53% e o Q só é usado 0,10% do tempo. Se o número de bits designados a um E é curto e o número de bits designados ao Q é mais longo, então uma página de texto conterá menos bits do que teria se todos os caráteres fossem de comprimento igual.

O código de Huffman têm a desvantagem de ser sensível a erros. Mesmo um erro de um bit pode fazer o programa receptor perder de vista os limites dos caráteres e se tornar irremediávelmente perdido.

HUFFMAN CODE

Frequency Dependent Code
Remove restriction that all Words of Same Length
Assign Few bits to Frequently Used characters
Assign Many bits to Seldom Used characters
For Example:
Space used 18.21 % of Time - Assign few bits
A used 6.22 % of Time - Assign few more bits
Q used 0.10 % of Time - Assign most bits

Disadvantage:
Sensitive to Errors
Even a One Bit Error may be fatal

Figura 10.3.2. – Características do código de Huffman.

10.3.3. Código de Hamming

Um método para não só detectar erros mas também corrigi-los foi inventado por Richard Hamming, e é chamado de código de Hamming. Em um cógido Hamming, são acrescentados k bits de paridade à palavra de n-bits para criar uma nova palavra de n+k bits. Os bits são juntados na frente do bit mais significativo da palavra de n-bits, e todos os bits agora são chamados de bit 1, 2, k, com o bit 1 na nova posição de bit mais significativo. Qualquer número de bit que for uma potência de dois é um bit de paridade, o resto são bits de dados.

Para um código de ASCII de sete bits, são somados 4 bits de paridade. Na nova palavra de onze bits, os bits 1, 2, 4 e 8 são bits de paridade e os bits 3, 5, 6, 7, 9, 10 e 11 são os bits de dados como representados pelo código de sete bits de ASCII (*figura 10.3.3.*).

Os bits de paridade são usados como segue:

Bit 1 - confere bits 1, 3, 5, 7, 9, 11;

Bit 2 - confere bits 2, 3, 6, 7, 10, 11;

Bit 4 - confere bits 4, 5, 6, 7;

Bit 8 - confere bits 8, 9, 10, 11.

HAMMING CODE

Add k bits to n bit word to make k+n bit words
Add 4 bits for seven bit ASCII code
Bit numbers start at MSB position
Even bits are all parity bits (Even power of two)
Bits 1,2,4 & 8 are parity bits now
Bits 3,5,6,7,9,10,11 are data bits

Parity bits are used as follows:
Bit 1 checks bits 1,3,5,7,9,11
Bit 2 checks bits 2,3,6,7,10,11
Bit 4 checks bits 4,5,6,7
Bit 8 checks bits 8,9,10,11

Sum of the weighted incorrect parity bits = location of bad bit

Figura 10.3.3. – O código de Hamming para detecção e correção de erros.

A equação geral é que o bit n é conferido pelos bits b1, b2 ... bj como b1 + b2 + ... + bj = n. Por exemplo, o bit 5 é conferido pelos bits 1 e 4 pois 1 + 4 = 5, como mostrado acima.

Um método simples para achar os bits incorretos é computar primeiro todos os bits de paridade para o caracter recebido. Se todos estiverem corretos, não há erros ou há mais de um erro. Depois, adicione todos os bits de paridade incorretos, pesados pela posição, Isto é, conte 1 para o bit 1, 2 para o bit 2, 4 para o bit 4 etc. Essa soma é a posição do bit incorreto.

10.3.4. Códigos Reed-Solomon

Códigos de blocos não requerem uma memória, assim eles são distintos de códigos de convolução que precisam. Os códigos de blocos recebem símbolos de k-entradas de uma fonte e derivam uma representação de n-símbolos que incluem n-k bits de controle que são adicionados por razões de detecção e correção de erros. O código Reed-Solomon acrescenta 2mt bits à palavra de entrada, onde m é um inteiro positivo e t é o número de erros que serão corrigidos. A distância de Hamming, d, pode ser mostrada sendo d = m(2t+1), e o comprimento do bloco, n, é $n = m(2^{m-1})$. A capacidade de codificação de qualquer código depende do nível de probabilidade de erro à qual é esperado que o código execute. Códigos concatenados são usados para códigos com grandes comprimentos de blocos. O código Reed-Solomon é freqüentemente usado como o primeiro nível ou código exterior. Um código concatenado freqüentemente usado é o código de dois níveis Reed-Solomon e Viterbi. Oferece 6-7 dB de ganho de decodificação a 10^{-5} BER e taxas de dados moderadas. Mostrado na *figura 10.3.4.* estão os ganhos de codificação aproximados para vários esquemas de codificação diferentes.

APPROXIMATE CODING GAINS

TYPE OF CODE	GAIN (dB)	DATA RATE
Reed-Solomon & Viterbi	6-7	Moderate
Sequential w Soft Decision	6-7	Moderate
Block Code w Soft Decision	5-6	Moderate
Viterbi	4-6	High
Sequential w Hard Decision	4-5	High
Block Codes w Hard Decision	2-4	High
Convolutinal Codes	1-3	High

For 10**-5 Bit Error Probability

Figura 10.3.4. – Os ganhos aproximados de codificação para os diferentes esquemas.

10.3.5. Algoritmo Viterbi

O algoritmo Viterbi é um algoritmo de probabilidade de máximo para códigos convolucionais. Como um decodificador seqüencial, pode alcançar uma melhoria significativa com ganhos de codificação na faixa de 4 a 7 dB. O decodificador procura todos os possíveis caminhos na sucessão de decodificação e seleciona o caminho com a melhor métrica. O número de caminhos cresce exponencialmente com o aumento do comprimento da sequência, mas o decodificador não tem que procurar todos eles. O decodificador pode descartar vários caminhos a cada nó eliminando caminhos duplicados e fazendo julgamentos baseados no critério de probabilidade de máximo. O diagrama de treliça mostrado (*figura 10.3.5.*) é para um codificador de 1/2 taxa convolucional. Para cada símbolo de dados o codificador produz dois símbolos de dados que fazem este um codificador 1/2. O par de símbolos determina o estado do codificador, assim há quatro possíveis estados, isto é 00,01,10 e 11. O diagrama de treliça mostra os quatro estados, e de cada estado o braço superior emanado corresponde a um "0", enquanto o braço mais baixo corresponde a um "1". Conseqüentemente a sequência de entrada 1011 produzirá a sequência de saída 11,01,00,10 ao começar em estado "00". Pode-se ver isto começando em "00" e seguindo os caminhos ditados por "0" para caminhos superiores e "1" para caminhos inferiores e gravando as etiquetas dos braços no caminho. É importante notar que o número de nós no diagrama de treliça não aumenta quando o número de símbolos de entrada aumenta. Com um comprimento restringido de k=3, acha-se uma profundidade de 2^{k-1}, ou 4. Depois dessa profundidade o treliça se repete simplesmente.

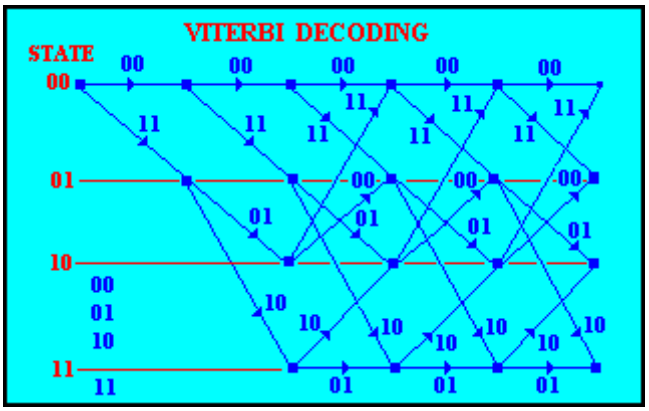


Figura 10.3.5. – Um diagrama de treliça.

10.3.6. Cheque de redundância cíclico (CRC)

Computadores e outros sistemas de comunicação também usam códigos de detecção de erros quando transmitem ou armazenam grandes blocos de dados. O cheque de redundância cíclico (*Cyclic Redundancy Check*, CRC) (*figura 10.3.6.*) é usado em computadores pessoais ao escrever dados em disquetes. O CRC é usado para verificar a integridade de um bloco de dados. Como um exemplo, considere que uma palavra de CRC é acrescentada a cada bloco de dados. A nova palavra é computada dos próprios dados. A palavra de CRC é essencialmente o resto do cheque de CRC.

Um código de CRC é um que faz uso das propriedades matemáticas do bloco de dados que são transmitidos ou armazenados. Qualquer sucessão de bits pode ser vista como representando os coeficientes de um polinômio. Em um cheque de CRC o polinômio representado pelos dados é dividido por um polinômio de gerador cíclico único. O resultado da divisão é um resto que pode ser juntado ao bloco de dados como bits de cheque e pode ser transmitido ou pode ser armazenado como parte dos dados.

Quando o dado é recebido ou é recobrado, o mesmo polinômio de gerador cíclico é usado nos dados, e deveria resultar no mesmo resto. Se não acontecer, um erro ocorreu. Os polinômios do gerador de CRC são cuidadosamente escolhidos para serem imunes às propriedades de erro particulares da situação. Para protocolos orientados a caracteres, os polinômios CRC-16 e CCITT V.41 são usados.

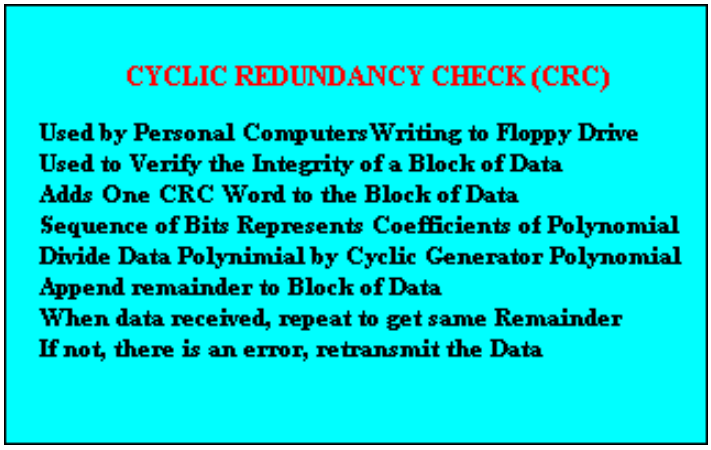


Figura 10.3.6. – Características do cheque de redundância cíclico (CRC).

O padrão CRC-16 é representado por $X^{16} + X^{15} + X^{2} + 1$. Irá detectar todos os erros ocorrendo em rajadas de até 16 bits de comprimento e sobre 99% das rajadas mais compridas que

16 bits. O padrão polynomial V.41 é $X^{16} + X^{12} + X^5 + 1$ e tem desempenho similar. Ambos usam restos de 16 bits (2 bytes). O CRC-16 é usado para discos rígidos e flexíveis e o V.41 é usado em MODEMs em computadores pessoais.

10.3.7. Código de correção de erro avançada (FEC)

O código de correção de erro avançada (*Forward Error Correction Codes***,** FEC) não só detecta erros mas pode de fato corrigi-los. O código de Hamming já foi discutido como um exemplo de um código de blocos que pode prover detecção de erro avançada e capacidade de correção. A habilidade de detectar e corrigir erros requerem que bits de paridade adicionais seja transmitidos com os dados. Estes bits adicionais são então usados pelo decodificador para identificar e possivelmente corrigir esses bits corrompidos. Os bits geralmente são corrompidos por interferência no enlace RF e por ruído no receptor. Qualquer ambigüidade entre um "0" e um "1" pode causar um erro de um único bit. Os bits de paridade são redundantes se a informação está correta, mas é freqüentemente útil se a informação estiver corrompida. Uma troca deve ser estabelecida no projeto do sistema de telemetria entre o custo e o tempo associados com os bits extras e o melhoramento da taxa de erro de bits. Não há regras rígidas ou rápidas, mas em geral os sistemas de telemetria não empregam os bits de paridade adicionais.

A *figura 10.3.7.* descreve a transmissão do código de Hamming para o caracter b de um sistema aerotransportado. O código ASCII para o b é determinado como uma sequência única de 7 bits. O *encoder* de Hamming converteria isto à sequência de 11 bits mostrada, somando bits de paridade nas posições 1, 2, 4 e 8 da palavra nova, começando à posição de MSb. Os dados originais ainda estão ordenados como eram, mas ocupam as posições 3, 5, 6, 7, 9, 10 e 11 da nova palavra de 11 bits. Nosso exemplo assume que a palavra recebida pelo receptor tem um bit corrompido na posição 1, da nova palavra de 11 bits. O decodificador sabe que o bit de paridade 1 confere os bits transmitidos nas posições 1, 3, 5, 7, e 9. Inspecionando estes bits na palavra recebida produz-se 11100, que não é de paridade par. Conseqüentemente o decodificador sabe que um único bit de erro poderia ter acontecido nestes cinco bits.

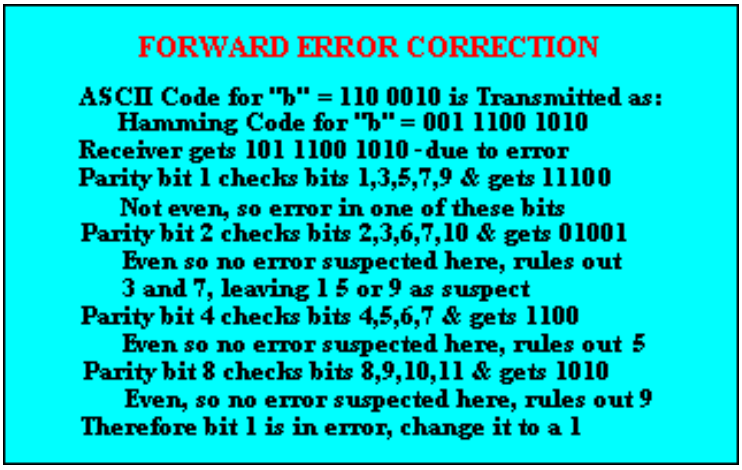


Figura 10.3.7. – Exemplo do método do código de correção de erro avançada (FEC).

O decodificador confere então o bit de paridade 2 que confere os bits 2, 3, 6, 7 e 10 da palavra transmitida. Conferindo a palavra recebida o decodificador adquire 01001, que é par, então nenhum erro aconteceu nestes bits. Isto elimina o bit 3 como o problema. Conferindo a paridade do bit 4 que confere os bits 4, 5, 6 e 7 produze-se 1100 que é par, então estes bits também estão corretos. Isto elimina os bits 5 e 7 como sendo o problema. O bit de paridade 8 confere os bits 8, 9, 10 e 11 que produzem 1010. Esta paridade é par, assim estes bits estão sem erros, o que elimina o bit 9 como o problema. Fora do conjunto original, só resta o bit 1, assim ele é detectado como sendo o erro na palavra recebida. Ele pode ser fixado em um "0" para corrigir o erro. Este esquema detectou e corrigiu um erro de único bit. Recomenda-se recorrer à literatura para saber como erros de dois ou mais bits são detectados.

10.4. Transformadas úteis

As transformadas são úteis de muitas maneiras no projeto e análise de sistemas de telemetria. Mostrado na *foto 10.4.* está uma régua deslizante circular (*Circular Slide Rule*). Uma régua deslizante toma vantagem das propriedades logarítmicas dos números. Transforma-se os números em seus logarítmos, então soma-se ou subtrae-se os logarítmos como uma maneira simples de multiplicar ou dividir. Por exemplo o Log de 25 é 1,3979 e o Log de 62 é 1,7924. Isto na verdade quer dizer que $10^{1,3979} = 25$ e $10^{1,7924} = 62$. Tipicamente diz-se Log quando a base é 10 e ln quando quando a base é e=2,71828.

Foto 10.4. – Uma régua deslizante circular.

Se adiciona-se 1,3979 a 1,7924 tem-se 3,1903. Para ter-se o antilog, ou Log^{-1}, eleva-se 10 a 3,1903 e tem-se 1550, que é o mesmo que 25 vezes 62. Se divide-se 1550 por 62, acha-se o Log de 1550 que é 3,1903 e subtrae-se do Log de 62, que é 1,7924. O resultado é 1,3979, cujo antilog é Log^{-1} (1,3979) = 25. A régua deslizante coloca os Logs na faixa de 1-10 em uma escala fixa, chamada de escala D, e uma outra cópia dos Logs de 1-10 em uma escala móvel, chamada de escala C. Multiplicações são simples adições, e divisões são simples subtrações desses comprimentos nas respectivas escalas. Potências de 10 associadas com todos os números são computadas por simples adições e subtrações em qualquer outro lugar, geralmente na própria cabeça.

Já não são necessárias réguas de deslizamento, já que calculadoras portáteis simples podem fazer a matemática diretamente. Transformadas de outros tipos porém ainda são úteis. A seguir serão revisados várias outras transformadas aplicáveis a sistemas de telemetria. Estas transformadas, como a régua de deslizamento, podem simplificar significativamente certas operações matemáticas, e algumas emprestam significante perspicácia na operação dos sistemas envolvidos.

10.4.1. Série de Fourier

A representação por série de Fourier é um conceito importante na telemetria. Uma série de Fourier de funções seno e co-seno pode representar qualquer forma de onda periódica (*figura 10.4.1.*). Quer dizer, pode-se construir uma determinada forma de onda periódica a partir de ondas de seno e de co-seno. As freqüências individuais das ondas de seno e de co-seno são todas múltiplas (harmônicas) da freqüência fundamental para a forma de onda. Enquanto o número de

funções seno e co-seno é infinito, as suas amplitudes individuais diminuem quando a freqüência aumenta e a série é normalmente truncada depois que as amplitudes caem abaixo de 1% do valor fundamental. Manipulação matemática da série de Fourier dá uma forma da série onde as amplitudes das funções seno e co-seno para uma harmônica podem ser combinadas e escritas com um único coeficiente de amplitude. Uma visualização destes coeficientes de amplitude harmônicos no domínio da freqüência é o que é apresentado em um analisador de espectro para a forma de onda.

FOURIER SERIES

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)$$

$$a_n = \frac{2}{T}\int_{t_1}^{t_1+T} x(t)\cos(n\omega_0 t)\,dt \qquad n = 0,1,2,\cdots$$

$$b_n = \frac{2}{T}\int_{t_1}^{t_1+T} x(t)\sin(n\omega_0 t)\,dt \qquad n = 0,1,2,\cdots$$

Figura 10.4.1. – Representação matemática da série de Fourier.

10.4.1.1. Transformada rápida de Fourier (FFT)

O termo transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*, FFT) implica em um algoritmo que rapidamente calcula uma transformada de Fourier discreta (*Discrete Fourier Transform*, DFT) para uma sequência. Um DFT é o equivalente digital de uma tranformada de Fourier, mas é aplicada a sinais que têm somente valores discretos, como dados amostrados. A equação para o DFT é definida como:

$$x_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n W_N^{kn}$$

Onde: N = número de amostras na sequência

$$W_N = e^{(-j2\pi / N)}$$

Se assume-se que N é um número par e uma potência de 2, pode-se dividir a sequência x_k em subsequências. Isto é em essência uma decimação do tempo.

$$x_k = G_k + W_N^k H_k \quad (0 < k < N-1)$$

Onde: $G_k = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x_{2n} W_{N/2}^{nk}$

é o DFT da sequência de pontos pares;

$H_k = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x_{2n+1} W_{N/2}^{nk}$

é o DFT da sequência de pontos ímpares;

Com o FFT, este processo de decompor os cáculos em duas funções pode ser repetida a cada nível. O uso de gráficos para ilustrar as operações produzem diagramas de fluxo chamados de borboletas, que graficamente ilustram as operações matemáticas. A *figura 10.4.1.1.* mostra uma FFT de 8 pontos. Este processo de decomposição provê uma dramática redução no tempo requerido para calcular a transformada. Por exemplo uma computação direta de um DFT iria requerer N x (N-1) adições complexas e $(N-1)^2$ multiplicações complexas. Compare isso com N x $\log_2(N)$ adições complexas e (N/2) x $\log_2(N)$ multiplicações complexas. Estes dados podem ser sumarizados com as seguintes computações totais N:

N	DFT	FFT
2	3	3
4	21	12
8	108	36
16	465	96
32	1953	240
64	8001	576

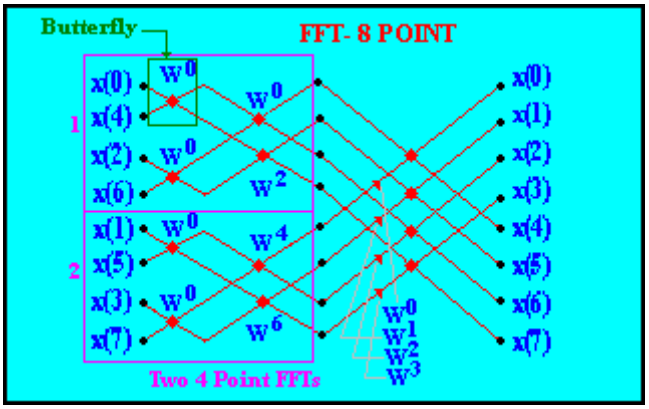


Figura 10.4.1.1. – Uma FFT de 8 pontos.

Como N se torna maior, a vantagem do FFT sobre o DFT é dado pela razão de 0,75

$\log_2 N/N$. Para N = 256, esta razão é 0,75 x 8/256 = 0,0234. Isto significa que somente 2,34% dos cálculos são requeridos com o FFT em relação ao cálculo direto do DFT.

10.4.2. Transformada de Laplace

A transformada de Fourier provê ferramentas analíticas poderosas para o estudo de sinais e sistemas. A sua utilidade porém, requer que os sinais sejam absolutamente integráveis, de forma que a transformada de Fourier exista. A função de rampa, o exponencial positivo e funções amostradas de processos randômicos estacionários não satisfazem este critério. A transformada de Laplace introduz um fator de convergência na integral de Fourier para assegurar que a integral convergirá. Os resultados são então interpretados em termos deste fator de convergência. Quando o fator de convergência é tida como uma função exponencial no tempo com um expoente real negativo, a transformada de Fourier leva à transformada de Laplace, depois de uma mudança simples de variável.

A derivação poderia começar tendo $\mathbf{e^{-\sigma t}\ x(t)}$, onde σ é feito suficientemente grande de forma que o produto é absolutamente integrável. Substituindo o $\boldsymbol{\sigma + j\omega}$ por **s** acha-se a tranformada de Laplace. O resultado é uma transformada de Laplace de dois lados, ou transformada de Laplace bilateral, que têm componentes de tempo positivos e negativos. A transformada de Laplace unilateral é mostrada na *figura 10.4.2.*, e é válida somente para tempo positivo. Isto pode ser forçado considerando **x(t)u(t)**. Não é geralmente necessário avaliar as integrais com a transformada de Laplace, pois numerosos teoremas e tabelas estão disponíveis para evitar esta complexidade. A beleza da transformada de Laplace é que as equações diferenciais no domínio de tempo são reduzidas a operações algébricas no complexo domínio da freqüência.

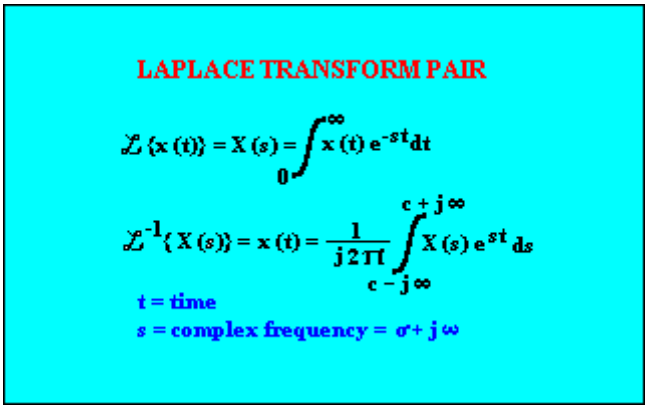


Figura 10.4.2. – A transformada de Laplace de lateral única, válida somente para tempo positivo.

A seguir estão alguns exemplos de transformadas de Laplace *(tabela 10.4.2.)*. Sugere-se recorrer à literatura para uma explicação mais detalhada das transformadas de Laplace e suas técnicas de aplicação.

LAPLACE TRANSFORM PAIRS

f(s)	F(t)
$1/s$	$u(t)$
$1/s^2$	t
$1/(s-a)$	e^{at}
$1/(s-a)^2$	te^{at}
$1/(s^2+a^2)$	$(1/a)\sin at$
$s/(s^2+a^2)$	$\cos at$
$1/(s^2-a^2)$	$(1/a)\sinh at$

Tabela 10.4.2. – Alguns exemplos de transformadas de Laplace.

10.4.3. Transformada de Hilbert

Em estudos de ruído em sistemas de comunicação, encontra-se ruídos que são limitados em largura de banda sobre um conjunto finito de freqüências. Este fenômeno acontece sempre que um sinal com ruído, como ruído branco, é passado por um filtro de passa-faixa. Pode-se modelar este ruído de banda estreita como:

$$\mathbf{n(t) = x(t)\cos 2f_0t - y(t)\sin 2f_0t},$$

onde **n(t)** é a forma de onda do ruído e $\mathbf{f_0}$ é a frequência central da banda passante. Desde que os components deste sinal variam em fase de 90°, **x(t)** e **y(t)** são chamados de componentes quadráticos da forma de onda do ruído. A solução desta equação para **x(t)** e **y(t)** é simplificada pelo uso da transformada de Hilbert. Se todos os componentes de um sinal no tempo foram deslocados em -90° e a amplitude não for mudada, a nova função no tempo é a transformada de Hilbert da original. As equações que a definem são mostradas na *figura 10.4.3.*

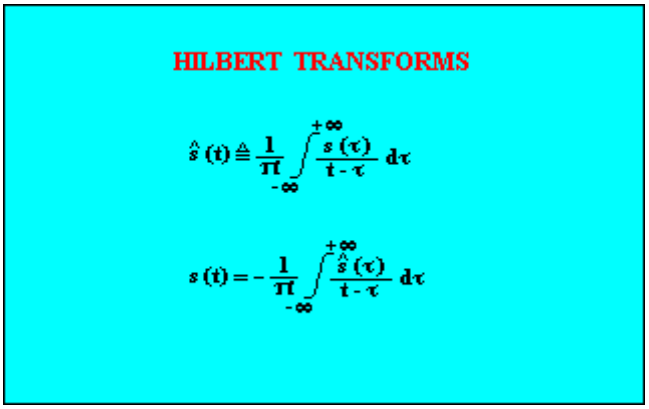


Figura 10.4.3. – As equações que definem a transformada de Hilbert.

Desde que a resposta ao impulso de um sistema real **h(t)** é real, a parte real da transformada **H(f)** deve ser par e a parte imaginária deve ser ímpar. Similarmente a amplitude de **H(f)** deve ser par e a fase ímpar. A transformada de Hilbert de um sinal **s(t)** é dada pela convolução do sinal com **h(t),** onde **h(t)** é a resposta ao impulso de um sistema real. A resposta ao impulso do sistema é achada avaliando a inverse da transformada de Hilbert H(f). No caso da função de degrau unitário,

h(t) = 1/ s(t).

Tende-se a usar a transformada de Hilbert para fazer a análise ao invés de tentar executar a operação de convolução diretamente.

Pode-se mostrar que os components quadráticos podem agora ser facilmente achados como segue:

$$\mathbf{x(t) = n(t)\cos 2f_0t + n(t)\sin 2f_0t,}$$

onde n(t) é a tranformada de Hilbert. Da mesma forma:

$$\mathbf{y(t) = n(t)\cos 2f_0t + n(t)\sin 2f_0t.}$$

10.4.3.1. Convolução

Convolução é um processo matemático que pode ser deduzido do reconhecimento de que

qualquer função de tempo arbitrário pode ser representada por uma série contínua de pulsos retangulares onde a amplitude de cada pulso é igual à amplitude da função no tempo ao centro do intervalo de tempo. Quando o intervalo de tempo tende a zero, o número de amostras se aproxima de infinito, e a aproximação se aproxima da função real ao limite. Computando a função aproximada e tendo o limite quando o intervalo de tempo se aproxima de zero, pode-de mostrar que a função no tempo **y(t)** é determinado pela integração sobre uma divisão de tempo incremental de menos infinito a mais infinito da função **x(i)** vezes a função **h(t-i)** refletida e deslocada no tempo. Isto leva-se a considerar que a operação é equivalente à adição de todas as respostas elementares de um sistema para a resposta de impulso unitário a cada intervalo de tempo, e isto é chamado de convolução de **x** e **h**.

O convolução de duas funções f1 e f2 é escrito como f1*f2. Uma função freqüentemente é chamada de função de pesagem, e pode ser vista como sendo refletida e então efetivamente varrida pela outra função para gerar a convolução das duas funções. Se uma função é a representação de um sistema e a função refletida é o impulso unitário que é aplicado a cada intervalo de tempo, então o convolução é a resposta do sistema ao impulso unitário.

A *figura 10.4.3.1.* mostra um exemplo de uma convolução de dois pulsos retangulares de amplitude unitária. A função real é de tempo de duração de 2 enquanto que a função de pesagem é de duração de 1. As técnicas são diretamente aplicáveis a funções digitais (tempos discretos), e a convolução de funções discretas pode ser mostrada como sendo equivalente à multiplicação de dois polinômios que representam as duas funções em questão, onde os coeficientes polinomiais são as amplitudes das funções.

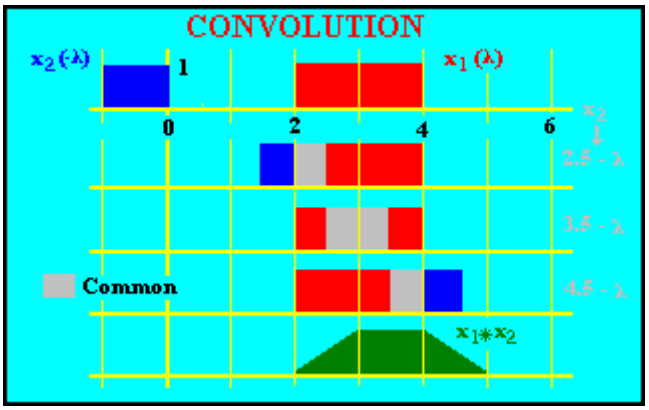


Figura 10.4.3.1. – Um exemplo de convolução entre dois pulsos retangulares de amplitude unitária.

A convolução acha consideráveis aplicações na filtragem e processamento de sinais em sistemas de telemetria.

11. História da telemetria

11.1. Equipamentos e sistemas

A história dos equipamentos e sistemas de telemetria é muito extensa e não poderia ser coberta neste espaço. As considerações a seguir serão resumidas, omitindo-se a telemetria por fios e considerando-se apenas a parte aeroespacial da rádio telemetria norte americana. Isto elimina uma vasta gama de aplicações interessantes e significativas, incluindo aplicações industriais, meteorológicas, oceanográficas, vida selvagem, biomédicas entre outras. Apenas a telemetria aeroespacial norte americana produziu, nos últimos 50 anos, uma grande quantidade de equipamentos e sistemas.

A partir de 1940 e crescendo rapidamente nos anos seguintes, uma quantidade de equipamentos FDM de telemetria foram construídos, de início para efeito de testes de aeronaves, e, pouco após, para mísseis e aviões não tripulados. Todas as quatro combinações de AM e FM foram usadas em sub-portadoras e enlaces de rádio, AM/AM, AM/FM, FM/AM e FM/FM. Atualmente há mais combinações além destas, sendo uma delas, a sub-portadora AM-DSB (banda lateral dupla em AM), na qual as portadoras são eliminadas e substituídas por uma referência simples e coerente, transmitida em separado sobre o mesmo rádio enlace.

Sistemas mais antigos geralmente utilizavam sub-portadoras AM através de 2 a 15 canais. Dificuldades foram enfrentadas em razão de modulações cruzadas, geradas por problemas de falta de linearidade nos enlaces de rádio. No caso das sub-portadoras de AM, além do ruído, a perda de potência e a não linearidade, provocavam erros nos sinais portadores de dados, em função das condições do rádio enlace. Por volta de 1945, as vantagens de se utilizar sub-portadoras em FM começaram a ser melhor compreendidas, e sistemas FDM de telemetria começaram a convergir para FM/FM. Dentre as diversas organizações envolvidas em projetos e construção (em, em alguns casos, na utilização) de equipamentos de telemetria FDM estavam NACA (*National Advisory Committee for Aeronautics*), APL/JHU (*Applied Physics Laboratory of Johns Hopkins University*), Curtis Wright, Boeing, Laboratório Aeronáutico Cornell (*Cornell Aeronautical Laboratory*), Universidade de Princeton (*Princeton University*), JPL/CIT (*Jet Propulsion Laboratory of the California Institute of Technology*), Laboratório Aeronáutico da Força Aérea (*Air Force Flight Determination Laboratory*) em Wright Field, Estação Experimental Aéronaval (*Naval Air Experiment Station*), Aviação Bendix (*Bendix Aviation Corporation*), Raymond Rosen Engenharia (*Raymond Rosen Engineering Products*),

Cia. Ralph M. Parsons, *Data Control Systems* e Pesquisa Eletro-Mecânica (*Electro-Mechanical Research*). Muitos rádio enlaces de equipamentos de telemetria dos anos 40 operavam na vizinhança de 70 MHz. Para potências de transmissão de dezenas de Watt e alcance de dezenas de milhas, esta faixa de freqüências permitia o uso de antenas não direcionais em ambos, transmissor e receptor. Mais tarde, com a elevação das freqüências tendo multiplicado-se por 3 (e, mais além, por 20 ou mais), tornou-se necessário o uso de antenas de recepção direcionais, com rastreamento manual ou automático.

A variedade de equipamentos de telemetria tendia a ser tão grande quanto o número de organizações que os construía e utilizava. Por volta de 1948, tornou-se evidente a necessidade de uma padronização, a fim de que os programas de testes de mísseis pudessem ser levados a cabo sem que cada um tivesse sua própria estação de telemetria. Ao final de 1948, o Departamento de Defesa adotou, como padrão para FDM, o sistema FM/FM com sub-portadoras e modulações específicas. Estes antigos padrões evoluíram para o padrão compreensível IRIG (hoje TG/RCC). Seguindo-se à padronização dos sistemas FM/FM, quantidade de fabricantes desenvolveram, ao longo dos anos, osciladores e discriminadores de sub-portadoras mais estáveis, lineares e flexíveis. Transmissores mais evoluídos foram desenvolvidos para aplicações aeronáuticas na faixa de 220 MHz, e posteriormente nas faixas de 1,5 e 2,2 GHz. Antenas e receptores de rádio para aplicações aeroespaciais tornaram-se rapidamente áreas especializadas. Antenas evoluíram, desde o padrão espiral pequeno até as parabólicas de 230 pés (aproximadamente 70 metros) de diâmetro utilizadas pela NASA/JPL em seu projeto "*Deep Space Network*". Receptores evoluíram, tornando-se modulares e flexíveis, eventualmente adaptados para serem configurados e controlados integralmente por computadores. As organizações que produzem receptores incluem *Raymond Rosen*, *National Electric Machine Shop*, *Nems-Clark*, *Defense Electronics* e *Microdyne*.

Uma das mais antigas aplicações da telemetria FM para a área de aeronaves não tripuladas, foi o *ramjet* supersônico *Bumble-bee*, em 1944-45, conhecido como supersônico aerodinâmico. Um dos primeiros, sem telemetria, apresentava problemas. Na tentativa de obter algumas informações, um transmissor de telemetria com 1 canal foi inventado, utilizando tubos de vácuo reforçadas, de tecnologia de fusível de proximidade. O equipamento consistia de um oscilador de freqüência cujo eixo de sintonia do circuito indutor foi alinhado com o eixo do veículo. Um varicap equipado com molas modificava a indutância em função da aceleração longitudinal do veículo. Um receptor de rádio comum foi acoplado a um mostrador

panorâmico, filmado por uma câmera, a fim de obter-se a aceleração em função do tempo. Um equipamento de telemetria FM/FM reforçado, com 4 canais, foi desenvolvido mais tarde para aplicações similares.

Posteriormente, um equipamento PAM/FM/FM utilizando um comutador 5-RPS de 30 canais em uma das sub-portadoras de FM foi desenvolvido, baseado em válvulas e componentes miniaturizados. Este tornou-se o modelo para o sistema PAM/FM/FM AKT-5A, fabricado por diversas organizações. Sua primeira aplicação foi com o veículo terra-ar não tripulado Lark. O equipamento de telemetria FM/FM da NACA foi também utilizado com sucesso no Lark, assim como no trans-sônico RM-1, antecessor dos veículos tripulados da série X (supersônicos de testes da NASA, dentre os quais o X-15 tornou-se o mais conhecido).

Em 1944-45, o equipamento de telemetria PAM/FM comutado eletrônicamente, Princeton/NDRC, dispunha de 18 canais de dados com 1% de tolerância e uma faixa de 200 Hz. Para testes de mergulho do P-59, o primeiro jato norte americano. Pouco depois, a telemetria foi utilizada em diversas aeronaves militares de alta performance e, em 1946, foi utilizada em testes de medição de compressão atmosférica durante o teste "operação *Crossroads*" , o primeiro teste nuclear realizado no atol de Bikini, (a quarta bomba atômica disparada). Este equipamento de telemetria incluía condicionadores de sinal em cada canal transmitido, com sensibilidade para transmitir os milivolt gerados pela ponte de dados ao comutador eletrônico. Havia também um sistema de calibração automática para cada canal.

Logo após o término da segunda guerra mundial, equipamentos de telemetria PPM/AM com comutação eletrônica de alta velocidade foram desenvolvidos por várias organizações e utilizados em testes de mísseis e aeronaves, inclusive na pesquisa em alta atmosfera de *White Sands*, utilizando mísseis V-2 capturados dos alemães. Em 1947, o equipamento PPM/AM de 30 canais AKT-6/UKR-1 foi o primeiro sistema de telemetria a usar a faixa S, de 2,2-2,3 GHz. O transmissor era uma unidade selada a óleo utilizando uma válvula *Lighthouse*, e o receptor utilizava um oscilador local *Klystron*. Os comutadores/moduladores eletrônicos embarcados utilizavam diversos módulos "*plug-in*" com válvulas sub-miniatura e componentes associados mergulhados em óleo.

Em 1952, o primeiro módulo de telemetria PCM eletrônicamente comutado/codificado, era talvez um pouco avançado demais para sua época. Grandes quantidades de válvulas permitiam uma confiabilidade relativa, e 36 canais de 8 bits a 750 quadros por segundo representavam 216 kb/s, pouco para nossa atual tecnologia, porém assustador na época em que

os dispositivos de gravação eram fitas magnéticas com densidades de 100 bits por polegada e cartões perfurados IBM de 80 colunas. Isto dava 1000 cartões por segundo, ou 3.600.000 cartões por hora. Em 1955, este equipamento evoluiu para um modelo PCM/FM designado AKT-14/UKR-7, que utilizava componentes de estado sólido em larga escala e era adequado para aplicações aeroespaciais.

Nos anos 60, o avanço rápido da tecnologia de hardware eletrônico foi aplicada aos sistemas de telemetria FDM e TDM, resultando em maior performance e flexibilidade, e também em redução de tamanho, peso e consumo de energia. Esta época viu o amadurecimento dos mísseis balísticos intercontinentais e a realização do programa espacial Apollo. O mais importante feito em telemetria espacial foram os sistemas de lançamento do foguete Saturno V e da cápsula Apollo e seu módulo lunar. Nesta época, sistemas unificados de telemetria foram desenvolvidos, nos quais os mesmos enlaces de rádio telemetria de subida e descida forneciam dados, além de funções de comando e de navegação.

Nos anos 70, os sistemas de telemetria começaram a beneficiar-se da tecnologia da computação digital. O primeiro efeito foi sentido nas estações de processamento de telemetria, no solo. Na seqüência, o avanço da tecnologia da informática tornou-se elemento primordial na concepção e construção de estações fixas de processamento de dados de telemetria, inclusive no que diz respeito às interfaces com o elemento humano que realizava os experimentos. Tudo, na transmissão de dados, tornou-se rápida e exclusivamente digital, para aproveitar as vantagens do processamento e armazenamento informatizado de dados. Foi nesta época que sentiu-se a necessidade, para algumas aplicações, de substituir-se os enlaces de rádio analógicos por enlaces digitais. Na maioria dos casos, isto não foi devido a problemas com os enlaces analógicos em si, mas pela facilidade de codificação/decodificação de dados com sistemas PCM.

Com os circuitos integrados tornando-se parte da tecnologia de computadores, o computador digital tornou-se parte integrante dos sistemas embarcados de telemetria. O processamento prévio dos dados, antes de sua transmissão, permitiu incluir modelagem, compressão e muitos outros processos, todos podendo eventualmente ser criados no solo e transmitidos aos equipamentos embarcados sob a forma de programas executáveis. A sonda espacial *Voyager* da NASA/JPL, possui três subsistemas informatizados, cada qual composto de dois computadores redundantes com seus próprios módulos de memória. Um subsistema chamado FDS (subsistema de dados de vôo), coleta e processa todos os dados de engenharia e

ciência e também controla os instrumentos científicos. O processamento do FDS está sob forma de software, que pode ser modificado em função das necessidades da missão.

O que ocorreu com os sistemas informatizados de telemetria nos anos 80? Uma das mais interessantes aplicações foi a introdução de placas "*plug-in*" para micro computadores, permitindo que estes fossem conectados a um rádio receptor de telemetria. O PC pôde então separar, processar, mostrar e armazenar dados de uma estação fixa de telemetria.

11.2. Evolução da tecnologia

Os meios predominantes de transmissão de dados de telemetria foram elétricos. A telemetria por fios tem mais de 150 anos, sendo uma de suas primeiras aplicações, a transmissão de variáveis meteorológicas a distâncias consideráveis (aproximadamente na mesma época dos primeiros telégrafos). No início do século XX, a construção do canal do Panamá fez uso extensivo da telemetria por fios. A mobilidade oferecida pelas transmissões de rádio só foi possível graças à invenção da válvula eletrônica. A primeiro publicação aberta sobre o sucesso do uso da telemetria surge em 1927, para um transmissor de rádio embarcado em um balão e em 1929, para uma radio sonda completa em balão, transmitindo dados de pressão atmosférica e temperatura, ambos na França. Existem algumas indicações de trabalhos sobre rádio telemetria efetuados anteriormente na Alemanha e União Soviética, que não foram publicados em razão de seu interesse em aplicações para fins militares.

Nos anos 30, a rádio telemetria foi largamente desenvolvida para fins meteorológicos no mundo inteiro, e as freqüências de rádio avançaram para o espectro de VHF com o aperfeiçoamento da válvula eletrônica. Multiplexadores incluíam ambos, tempo e divisão de freqüências, tipos de modulação incluíam amplitude, freqüência, duração do pulso, posição do pulso e freqüência de pulso, enquanto a modulação do tempo era feita por meios eletro-mecânicos. A tecnologia de telemetria, desenvolvida para rádio sondas meteorológicas, foi também utilizada em balões para experimentos em altitude sobre raios cósmicos.

Entre os anos 20 e 30, houve um desenvolvimento extensivo da telemetria para aplicações comerciais, notadamente em processos químicos, entre outros. Isto era caracterizado por requisitos modestos em termos de velocidade e precisão, o que era adequado às limitações físicas dos rádio enlaces da época, e assim, realizado por meio de sinais simplificados. Para estas aplicações, o projeto de sistemas de telemetria era feito em termos de quantidades físicas mensuráveis, quantidades físicas utilizadas para transmissão, e dos transdutores para a conversão

entre estas quantidades físicas, ou seja, em termos de hardware. Muitos sistemas eram projetados apenas em termos que refletiam as funções físicas a serem medidas, como corrente, voltagem, freqüência, capacidade, fase ou impulso.

A telemetria aeroespacial por sua vez, caracterizou-se por uma demanda de requisitos de tempo de resposta, precisão e quantidade de canais, que não se davam muito bem com as limitações físicas dos enlaces de rádio da época. Isto somado às severas restrições de peso, medidas e de ambiente, resultaram em um campo da telemetria mais ou menos apartado das demais áreas. Aplicações de comunicação, do ponto de vista estatístico, para as quais a telemetria aeroespacial orientou-se por ocasião do início da segunda guerra mundial, referem-se ao que está sendo processado por meio das ondas de rádio, muito mais do que como isto é realizado fisicamente pelo sinal elétrico.

No final dos anos 30, o uso da rádio telemetria começou a ser considerada no desenvolvimento da aviação. O interesse cresceu muito com o advento da segunda guerra mundial em virtude da necessidade de compreender problemas aerodinâmicos e movimentos e deformações alares em aeronaves militares de alta performance, inclusive nos primeiros jatos. Pela primeira vez na eletrônica, tornou-se necessário transmitir uma variada e importante quantidade de dados por meio de ondas de rádio, com absoluta precisão, menor que 1%, a cada instante, muito mais do que era requerido para sinais de áudio ou vídeo. Rapidamente, descobriu-se que a tecnologia FDM (divisão e multiplexação de freqüências) desenvolvida para a telefonia para um grande número de canais, não poderia ser aplicada à rádio telemetria.

A melhor distorção não linear obtida nos melhores enlaces de rádio móveis (em FM) era muito maior do que em circuitos de telefonia com fios (usando repetidores com grande retorno). O problema podia ser resolvido substituindo-se sub portadoras AM por FM com distorções melhores, a fim de eliminar as interferências geradas por canais não lineares. A não linearidade era característica do transmissor e do receptor. Isto foi minimizado escolhendo-se criteriosamente freqüências para sub portadoras, cujas interferências ou intermodulações fossem menores para determinadas faixas (até um número de 6 sub portadoras em 1944).

Em 1942, a NDRC/OSRD (*National Defense Research Committee of the Office of Scientific Research and Development*) descobriu que a verdadeira solução para grandes quantidades de ondas transportando dados, seria a a TDM, inicialmente sob a forma PAM. Isto resultou, em 1943, sob a gestão da NDRC/OSRD, no desenvolvimento do primeiro multiplexador de alta velocidade, com 20.000 comutações por segundo (20 canais à razão de 1000 quadros por

segundo). Desenvolvido nos laboratórios Palmer, da Universidade de Princeton, foi o primeiro equipamento a incorporar a tecnologia de registros binários digitais no controle da seleção dos canais.

É interessante notar que este trabalho, classificado como de segurança, foi levado a cabo no mesmo período histórico da invenção do ENIAC, o primeiro computador eletrônico digital, pela Universidade da Pensilvânia. SIGSALY, o primeiro sistema seguro de transmissão de voz, foi desenvolvido nos laboratórios da Bell Telephone. Estes três avanços significativos ocorreram dentro de um círculo de 50 milhas de raio por três entidades distintas, mas eram completamente desconhecidos uns dos outros.

O comutador de alta velocidade de Princeton evoluiu para um sistema completo de rádio telemetria PAM/FM. Este primeiro uso do sistema de amostragem de dados na precisão das ondas de transmissão, impulsionou o avanço da teoria das comunicações além do que era necessário anteriormente em determinadas áreas, como a análise de ondas de rádio por amostragem de dados, recuperação de erros e interferências entre símbolos.

Em 1947, o primeiro equipamento TDM de telemetria, utilizando PPM para testes de aeronaves militares, foi criado. Isto resultou na análise teórica da PPM, incluindo redução e bloqueio de ruídos. Este equipamento foi o primeiro a utilizar a faixa S, com freqüências entre 2.2 e 2.3 GHz. A crescente demanda por precisão, além da capacidade de equipamentos analógicos, levou ao desenvolvimento de equipamentos TDM que utilizavam PCM para cada canal de dados. Nos anos anteriores, nem correção de erros, nem segurança de dados existiam nos sistemas de telemetria, e as necessidades de fontes de energia de eficiência elevada só ocorreriam mais tarde, com sua utilização no espaço.

Em 1951, como parte do desenvolvimento da telemetria PCM, o primeiro conversor A/D (analógico para digital) de alta velocidade, foi concebido utilizando-se do princípio de "*half-split*" binário, ao invés de contadores. A necessidade por conversores A/D de alta velocidade resultou no desejo de se utilizar apenas um conversor A/D após o comutador, em vez de um conversor A/D para cada canal (que estariam antes do multiplexador). O primeiro modelo PCM de laboratório foi completado em 1952, mas o uso de grandes quantidades de válvulas resultavam em pouca confiabilidade. Vários anos depois, o mesmo sistema foi construído com a tecnologia dos transistores, resultando em um equipamento de telemetria PCM adequado a aplicações aeroespaciais.

No início dos anos 50, os requisitos do laboratório de propulsão a jato da CalTech para

sistemas de telemetria resultou no desenvolvimento do PLL (*phased-locked-loop*) como filtro para sinais de baixo ruído e no uso de métodos de correlação com freqüências pseudo randômicas. Em 1956, o primeiro uso espacial foi feito pelo programa de mísseis balísticos militares, seguido do Sputnik, em 1957 e por muitos outros satélites. Em 1962, o primeiro uso da telemetria no espaço a partir da vizinhança de outro planeta, foi o da sonda Mariner II, a partir de Vênus.

Também em 1957, atendendo à demanda por telemetria aeroespacial, criou-se o conceito de detecção e gravação prévias, e da otimização posterior da demodulação e do processamento dos sinais. Isto permitiu duas inovações paralelas. A primeira foi o conceito de uma estação fixa universal de recepção de telemetria, composta por um receptor linear com diversas saídas para freqüências intermediárias e por um gravador de fita magnética de banda larga, assim, todas os formatos de modulação, multiplexação e sincronização de sinais poderiam ser manuseados sem equipamentos especiais. Os registros de pré detecção poderiam então ser dirigidos a uma unidade central de processamento, que poderia ser configurada de acordo com as características de cada teste. A segunda, foi o processamento dos dados posteriormente à sua gravação, ou seja, não em tempo real.

As estimativas correspondentes aos demoduladores, filtros e sincronizadores correspondendo a determinado tempo t poderiam utilizar o sinal recebido em tempos anteriores a t, assim como posteriores a t. Também poderiam ser configurados através de informações teóricas, não disponíveis no momento da recepção do sinal. O resultado foi uma redução considerável dos tempos de aquisição.

Por volta de 1960, a síntese teórica da estrutura de máxima probabilidade inversa para demoduladores FM e outros tipos de modulação analógica foi descoberta. Em 1963, a forma e a performance ideal para demoduladores PCM não codificados foi obtida. A década de 60 trouxe progressos rápidos em exploração não tripulada do espaço, que dependia totalmente da rádio telemetria, assim como a evolução de sistemas para satélites de comunicação e os projetos tripulados Mercury, Gemini e Apollo, nos quais a rádio telemetria mostrou ser indispensável. Esta década também viu o desenvolvimento de satélites meteorológicos, oceanográficos e de recursos terrestres, equipados com *transponders* e vários tipos de sensores, mais uma vez, totalmente dependentes da telemetria. Houve também uma rápida evolução na área de telemetria biomédica. As aplicações militares incluíam os mísseis balísticos Minuteman e muitos mísseis menores e outros veículos aéreos. A telemetria dos Minuteman e de muitos satélites eram PCM,

mas o uso de FM/FM continuou a ter aplicações complexas, em testes de veículos aeroespaciais diversos. Grandes veículos, como o lançador Saturno V, utilizavam PCM, FM/FM e AM-SSB/FM, a fim de tratar uma grande variedade de informações em seus diversos estágios.

No caso dos módulos Apollo, o Saturno V em durante o desenvolvimento de seus estágios utilizava 21 enlaces de telemetria, sendo 11 para sistemas FM/FM, 6 para sistemas AM-SSB/FM e 4 para sistemas PCM/FM. Durante os anos 60, modernos sistemas de gravação embarcados para testes de aeronaves, tornaram-se disponíveis para a aviação comercial, sob a forma de gravadores magnéticos multicanais de banda larga, mas a telemetria continuou a ser usada para obter-se informações em tempo real, para testes de avaliação de aeronaves e pilotos, e como *backup* de dados em caso de acidentes.

O custo astronômico dos canais de telemetria na exploração do espaço (algo como 1 milhão de dólares por decibel adicional sobre ruídos, o que hoje representaria 20 vezes mais), foi o que impulsionou o desenvolvimento de métodos de codificação digitais mais apurados, aproximando-se cada vez mais do limite de *Shannon*. O primeiro uso de codificação em blocos na telemetria PCM, foi com a missão a Marte Mariner, em 1969. Esta foi precedida, em 1968, pelo primeiro uso de decodificação convolucional de comprimento constringido para a sonda espacial Pioneer 9. O algoritmo de Viterbi para a *decodificação convolucional* veio da área de telemetria. Os códigos de blocos concatenados *convolucionais* para a missão de encontro da Voyager com Urano em 1968, resultou em um aumento de 8 dB sobre PCM não codificado, com uma margem de erro de 1 bit por milhão, a custos menores. A tecnologia de codificação e de hardware hoje disponível aumentou isto em 2 dB adicionais, ou seja, a um dB ou dois do limite de *Shannon*, dependendo da quantidade de canais e da largura de banda utilizada. Os equipamentos de telemetria da Mariner e da Pioneer representam o primeiro uso de correção de erros de codificação digital em um sistema de telecomunicações operacional.

Nos anos 70, o rápido crescimento das aplicações de telemetria, a inclusão de computadores e os avanços na tecnologia do hardware eletrônico, confundiu-se com o desenvolvimento da área de telecomunicações, graças às aplicações anteriores mais sofisticadas dos princípios da telemetria. O resultado foi uma certa perda da visão da telemetria como um campo especial desta área; de fato, a telemetria foi relegada a uma das muitas aplicações da área genérica de telecomunicações. Contudo, a telemetria continua sendo um campo de desenvolvimento para diversas áreas, como amplificadores de potência de microondas de alta performance, pré-amplificadores de recepção de baixíssimo ruído, padrões ultra precisos de

tempo e freqüência, memórias digitais de alta densidade, processamento digital de alta velocidade, correção de erros de codificação de menor consumo e compressão de dados. Um dos exemplos é o possível desenvolvimento de discos laser regraváveis magnéticamente suspensos para uso em espaçonaves.

Que está acontecendo com a área de telecomunicações e telemetria desde 1970? A frase mestra aqui é comunicação digital: o uso de componentes e subsistemas de estado discreto para executar funções como comutação, controle de feedback, filtragem e codificação/decodificação em comunicações e telemetria. Sistemas modernos de comunicação incorporaram tecnologia digital e seus conceitos de três modos diferentes. O trabalho de Shannon na teoria da informação levou à visão de que codificar/decodificar para reduzir ruídos ou erros em canais de comunicações ou a redundância em fontes de comunicação, são melhores efetuados através de algoritmos discretos, os quais exigem tecnologia digital. Isto foi melhor compreendido quando mesmo na época em que a tecnologia digital existente era ainda incapaz de realizar os sistemas de codificação/decodificação desejados. Portanto, a teoria da informação através da codificação atuou como uma alavanca para a tecnologia digital. Menos conhecido publicamente até pouco tempo atrás, é o fato que, sistemas para a manutenção de segredos em comunicações (criptografia), também atuaram da mesma forma em relação à tecnologia digital (é interessante notar que a telemetria tornou-se usuária de tecnologia de criptografia, originalmente desenvolvida para a comunicação entre humanos).

A segunda aplicação da tecnologia digital em sistemas de comunicações ocorreu mais tarde, após avanços consideráveis na área. Funções de processamento de sinais que não são fundamentalmente discretas, como as que envolvem filtros e PLLs, passaram a ser realizadas com tecnologia digital para obter performance, confiabilidade e redução de custos. Adicionalmente, tamanhos foram reduzidos com o uso de integração em larga escala (VLSI). Nestas aplicações, o projeto de sistemas de comunicação é ancorado na tecnologia digital. Existem hoje receptores de telemetria nos quais todo o processamento dos sinais após o primeiro "*mixer*" é digital. Isto inclui recuperação de ciclos de portadoras com bandas abaixo e acima de décimos de Hertz, recuperação de ciclos de sub portadoras e vários ciclos de sincronização e ciclos de recuperação de símbolos para sinais TDM.

Há um terceiro tipo de envolvimento com tecnologia digital, que é a área de redes de comunicação e comutação. Aqui, desde o início do telefone com discagem, a tecnologia de comutação foi digital, mas apenas recentemente, a tecnologia eletro-mecânica foi substituída pela

tecnologia eletrônica. A tecnologia digital eletrônica permitindo altas velocidades de comutação com baixas potências e a armazenagem (ou seja, computadores), revolucionou completamente as redes de comunicação e de comutação. Ao mesmo tempo, a tecnologia digital em fontes de dados aumentou muito a demanda de transmissão de informações em sua forma digital, para sistemas de telemetria e redes. Conceitos como comutação de pacotes estão interagindo com o projeto de sistemas de telemetria.

Sistemas de telecomunicações, telemetria e tecnologia digital formam hoje uma combinação inseparável, cada qual impulsionando a outra. Todavia, alguns sistemas não ppodem ser totalmente digitais; o clássico (*nonquantum*) canal eletromagnético é analógico, e parece que alguns elementos como antenas para microondas, alimentadores, filtros, pré amplificadores e "*mixers*" vão ser analógicos por algum tempo ainda. No projeto de sistemas de comunicação, as interfaces entre áreas analógicas e de tecnologia digital são, e vão continuar fluidas. Enquanto a tecnologia digital geralmente tende a assumir funções da tecnologia analógica, o inverso também pode vir a ocorrer com a evolução da tecnologia analógica (que está longe da extinção), como equipamentos de ondas acústicas de superfície e equipamentos de carga acoplada, estes últimos já tendo aplicações digitais.

Pode ajudar a visualizar sistemas de comunicação e como estes diferem de outros sistemas técnicos, a observação de que a mercadoria e a medida da comunicação é informação; e informação não é uma quantidade física, apesar de utilizarmos os estados de vários tipos de equipamentos físicos convenientes, como meios de transmitir, armazenar e processar informação. A informação tem valor intrínseco, seja qual o meio físico usado para expressá-la. Muitos avanços importantes em telemetria e comunicações vieram através de avanços em equipamentos físicos, enquanto outros avanços foram obtidos quando fizemos abstração dos meios físicos, através de modelos matemáticos orientados a estes sistemas.

11.3. Conferências sobre Telemetria

Aquela que parece ter sido a primeira conferência técnica dedicada à rádio telemetria (que não a respeito de rádio sondas em balões meteorológicos), foi patrocinada pelo projeto *Bumble-bee* em 1945-46, pouco após o fim da segunda guerra mundial. Esta primeira conferência, na qual quatro documentos foram apresentados, foi realizada no laboratório de física aplicada da Universidade John Hopkins, em 10 de dezembro de 1945. O segundo encontro, no qual 37 documentos foram apresentados, incluindo vários de outros países, foi realizada no laboratório de

física Palmer, da universidade de Princeton, em 19 e 30 de fevereiro de 1946. As duas conferências foram realizadas sob sigilo de segurança, porém os procedimentos publicados como relatório Bumblebee No. 42 foram liberados e tornados públicos em seguida.

Iniciando com uma mesa redonda em 6 de maio de 1948, no laboratório de física aplicada da universidade John Hopkins, uma série de 12 conferências de 1 a 2 dias foi realizada em 1948, 1949 e 1950. A partir do quinto encontro, esta série de conferências foi batizada como "Fórum Nacional de Telemetria". Estas conferências foram inicialmente classificadas como de segurança dentro das respectivas instituições, porém, as minutas detalhadas dos encontros foram liberadas mais tarde, e muitas ainda existem.

No final de 1950, o comitê para mísseis teleguiados do Conselho para a Pesquisa e Desenvolvimento (*Research and Development Board*, RDB) decidiu estabelecer um "Simpósio Nacional de Telemetria" anual, a ser conduzido sob classificação de segurança. O Fórum Nacional de Telemetria foi portanto dissolvido, e o Simpósio Nacional de Telemetria reuniu-se anualmente em 1951, 52 e 53, patrocinado pelo "*Working Group on Telemetering*". Esta série de conferências teve fim com o RDB. Projetos classificados foram distribuídos entre um grande número de pesquisadores, e as dificuldades em gerenciar o sigilo foi percebido antes do término das conferências.

Como resultado das conversas entre os patrocinadores do Fórum Nacional e os interêsses da telemetria dentro da AIEE, uma conferência aberta (não classificada como sigilosa) de telemetria foi realizada na Filadélfia em 24-26 de maio de 1950. Na seqüência, uma segunda conferência aberta foi realizada em Long Beach, Califórnia, em 26 e 27 de agosto de 1952 sob o patrocínio conjunto da AIEE e IRE. Iniciada com o terceiro encontro em Chicago, em 20-22 de maio de 1953, a conferência foi chamada de "Conferência Nacional de Telemetria" (NTC). Os encontros anuais da NTC eram patrocinadas por várias combinações das entidades AIEE, IRE, IAS, ARS, ISA, AIAA e IEEE até 1967.

A Conferência Internacional de Telemetria, realizada em Londres, em 1963, teve patrocínio conjunto da NTC (americana) e da "Institution of Electrical Engineers" (inglesa). Por motivo de falta de comunicação e de desacordos entre a diretoria da recém formada IEEE e do comitê executivo da NTC, a respeito de detalhes da conferência de Londres, a conferência internacional de telemetria anual norte-americana começou a ser ralizada em 1965 e, a partir de 1968, a NTC passou a ser patrocinada exclusivamente pela IEEE, por intermédio da "*Aerospace and Electronic Systems*" e da "*Communication Technology Groups*". Pouco mais tarde, a NTC

mudou sua denominação para "Conferência Nacional de Telecomunicações" e passou a realizar seus encontros com 6 meses de diferença dos eventos patrocinados pela IEEE. Anos depois, a NTC mudou novamente, e passou a chamar-se GLOBECOM, e apenas entidades relacionadas a telecomunicações continuaram envolvidas.

A partir de 1957, o grupo profissional de Telemetria e Sensoreamento Remoto IRE, patrocinou um simpósio anual de telemetria (não confundir com o simpósio nacional do RDB), que tornou-se o "Simpósio Nacional de Telemetria Eletrônica Espacial" tendo o nome do grupo sido mudado após 1958. Esta série de simpósios teve fim com a entrada do grupo profissional de patrocinadores em 1965.

A primeira Conferência Internacional de Telemetria foi realizada em Londres, em 23-27 de setembro de 1963. Algo como 59 documentos foram apresentados por 6 países diferentes (sem sessões paralelas). O encontro anual internacional de telemetria norte-americano começou em 1965, sob o patrocínio da Fundação Internacional para a Telemetria (*International Foundation for Telemetering*, IFT) e, mais tarde, com a "*Instrument Society of America*" como co-patrocinadora. Isto ainda permanece (em 2004) como o único evento anual organizado pelos Estados Unidos, tendo a telemetria como tema principal.

Durante a última década, houve encontros regulares da Conferência Européia de Telemetria, geralmente em *Garmisch-Partenkirchen*, Alemanha, no verão, e às vezes em outros locais. Em 15 e 16 de fevereiro de 1966, uma conferência única sobre telemetria adaptativa foi realizada no Godart Flight Center da NASA, com a apresentação de 26 documentos. Um registro contendo a maioria destes documentos foi publicada logo após.

Ao longo dos anos, houve muitos encontros sobre telemetria e outros sobre temas gerais. As convenções nacionais da IRE/IEEE e WESCON foram notadamente a este respeito. Mais recentemente, houve documentos sobre telemetria nas conferências da ISA e AIAA, e em várias conferências da IEEE.

11.4. Organizações Técnicas Profissionais

A AIEE, "*American Institute of Electrical Engineers*" publicou material sobre telemetria por fios desde 1912, e mais tarde, grupos subsidiários em telemetria foram estabelecidos dentro do comitê da AIEEE sobre instrumentação e medição. Subseqüentemente, o comitê tornou-se "Comitê de Telemetria". Este comitê gerou um bom número de publicações, incluindo uma de normas avançadas de configurações e outro, composta por uma vasta bibliografia em diversos

volumes. Nestas publicações, a rádio telemetria passou a designar-se “telemetria móvel”.

Em 1950, uma petição foi apresentada ao IRE (*Institute of Radio Engineers*) para a formação de um grupo profissional em telemetria. Em 1954, o “grupo profissional de rádio telemetria e sensoreamento remoto” começou a publicar documentos de forma regular. Alguns líderes do grupo desejavam ampliar sua área de atuação, então, em 1958, seu nome foi mudado para “grupo profissional em eletrônica espacial e telemetria”. Este grupo, patrocinou uma série de conferências técnicas anuais em telemetria. Em 1965, este grupo uniu-se com outros grupos profissionais do IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), para formar o “grupo profissional em sistemas aeroespaciais e eletrônicos”, com o termo “telemetria” não mais aparecendo no título de nenhum grupo profissional (em 1963, o AIEE e o IRE uniram-se para formar o IEEE). Como conseqüência, a rádio telemetria foi dividida entre este novo grupo e o “grupo profissional de comunicações” (estes grupos, mais tarde, tornaram-se parte da sociedade IEEE.

A ISA (*Instrument Society of America*) tinha uma longa experiência na área de telemetria e possuía uma divisão de telemetria. O Instituto Americano de Aeronáutica e Astronáutica tinha uma relação nativa com a rádio telemetria e foi patrocinadora de uma série de conferências técnicas anuais sobre a área (em 1963, a Sociedade Americana para Mísseis e o Instituto de Ciências Aeronáuticas uniram-se sob a denominação de AIAA). Os 40 comitês técnicos da AIAA (*American Institute of Aeronautics and Astronautics*) incluíam as áreas relacionadas à telemetria em sistemas de comunicação e testes de vôo. A Associação Americana da Indústria Aeronáutica havia atuado na área de rádio telemetria, tendo patrocinado o desenvolvimento das normas para a Banda constante FM/FM e um conjunto de normas integradas para telemetria, complementar às do Departamento de Defesa.

Em 1948, o Comitê para a Pesquisa e o Desenvolvimento do Departamento de Defesa, através de um grupo de trabalho sobre telemetria, sob o painel dos testes de instrumentação do Comitê para Mísseis Teleguiados, estabeleceu uma norma para telemetria para mísseis teleguiados. Isto resultou em diversas seções, a última delas designada MTRI 204/6, datada de 8 de novembro de 1951 (houve um rascunho da MTRI 204/7 que jamais foi publicada). Quando o RDB foi dissolvido, no início de 1950, a responsabilidade do departamento de Defesa, de normas para rádio telemetria foi assumida pelo “grupo de trabalho em telemetria” da IRIG TWG (*Inter-Range Instrumentation Group - Telemetry Working Group*). A primeira norma da IRIG (102-55) foi publicada em 13 de julho de 1955. Estas normas foram revisadas de tempos em tempos, e

foram ampliadas, passando a incluir a maioria dos aspectos da telemetria nos campos de testes.

Em 1961, o TSCC (*Telemetering Standards Coordination Committee*) foi criado sob os auspícios da Conferência Nacional de Telemetria. Este corpo de conselheiros era formado por usuários e fabricantes de sistemas de telemetria. Ao longo dos anos, o TSCC interagiu benéficamente com várias organizações normativas, incluindo, particularmente, a IRIG TWG, hoje TG/RCC (*the Telemetering Group of the Range Commanders Council*). Em 1967, quando a NTC tornou-se uma conferência exclusiva da IEEE, o TSCC mudou sua filiação da NTC para a IFT (*International Foundation for Telemetering*).

A Fundação Internacional de Telemetria foi criada, em 1964 para:

...pesquisar a teoria e a prática da telemetria e artes e ciências afins, e promover unidade, coordenar esforços e a ética e conduta profissional no estudo da telemetria, artes e ciências afins.

...operar exclusivamente com propósitos educacionais e beneficentes e,

...promover, criar e estimular interesses em telemetria e o avanço e disseminação do conhecimento da ciência da telemetria e de suas aplicações.

Desde 1965, a IFT patrocinou a conferência anual de telemetria nos EUA, assim como um sem número de publicações. A IFT também apoia programas universitários na área de telemetria.

12. Organizações relacionadas à Telemetria

Regulamentação

Existe uma quantidade de regulamentações que precisam ser obedecidas quando se trata de sistemas de telemetria. Dependendo diretamente dos funcionários do departamento de Defesa, estão as normas da Defesa. Também, como a telemetria é um sub setor das telecomunicações, as normas da FCC (*Federal Communications Commission*) devem ser cumpridas. Há também normas da NASA e normas Estaduais que devem ser cumpridas quando da condução de testes. Finalmente, existem outras normas a serem cumpridas durante a realização de testes utilizando sistemas de telemetria, no território dos Estados Unidos. Normas podem proibir irradiações, controle de freqüências, potência de saída, largura de banda, diretividade ou outras medidas para assegurar sua permissão. Isto pode resultar em multas ou sentenças de prisão para a parte que deixa de cumpri-las, e os culpados não podem esperar proteção alguma por parte de seus empregadores. Esteja certo de que tem permissão para irradiar antes de fazê-lo, e assegure-se de que você está operando dentro dos parâmetros de sua autorização.

12.1. International Foundation for Telemetering (IFT)

A Fundação Internacional para Telemetria (IFT) é uma organização sem fins lucrativos dedicada a servir os interesses técnicos e profissionais da "Comunidade da Telemetria". Em 11 de maio de 1964, a IFT foi confirmada como organização sem fins lucrativos, em acordo com as leis do Estado da Califórnia.

Figura 12.1.A. - International Foundation for Telemetering (IFT).

A função básica da IFT é promover e estimular o avanço técnico da telemetria e de suas artes e ciências afins. Isto é efetuado através do patrocínio de eventos técnicos, como fóruns e atividades educacionais, além de publicações técnicas. A fundação busca promover a unificação da ”Comunidade da Telemetria”, servindo, também, como *formadora* na conduta ética e profissional da área.

A diretoria ou conselho, reúne-se duas vezes ao ano, uma com a ITC anual e, outra, aproximadamente seis meses após a ITC. As funções do conselho, enquanto corpo executivo sênior, são de ouvir os comitês, verificar e revisar os relatórios especiais e ditar novas regras quando necessário. Uma de suas mais importantes funções é a da gerência fiscal, incluindo a alocação de fundos, dentro do escopo de suas atribuições legais.

A IFT patrocina a Conferência Internacional Anual de Telemetria (*International Telemetering Conference*, ITC). Cada ITC anual é inicialmente dotada de fundos de pesquisa da IFT. A gerência da ITC contudo, planeja seu orçamento a fim de tentar efetuar cada conferência anual de forma auto sustentável. Isto inclui a devolução dos subsídios iniciais da IFT, com eventualmente algum lucro financeiro, fonte para os fundos das atividades da IFC, como seus programas educacionais. O quadro de diretores da IFT também patrocina o Comitê de Coordenação das Normas de Telemetria.

Figura 12.1.B. - International Telemetering Conference (ITC).

Adicionalmente, um importante projeto de apoio à pesquisa educacional é mantido pela IFT. A IFT patrocinou inúmeros grupos de estudantes e de simpatizantes de temas relacionados à telemetria, em uma grande quantidade de colégios e universidades desde 1971. Estudantes que participam de uma ITC são encorajados a fornecer material e documentos técnicos, através de um prêmio em dinheiro atribuído ao melhor documento apresentado em cada conferência.

O site da IFT na Internet: http://www.telemetry.org.

12.1.1. International Consortium for Telemetry Spectrum (ICTS)

O espectro de freqüências alocado às aplicações da telemetria está correndo o risco cada vez maior de ser utilizado para outros fins. Para as comunidades aeronáutica e astronáutica, os maiores riscos vêm do crescimento dos serviços móveis por satélite (*Mobile Satellite Services*, MSS), serviços de comunicação pessoal (*Personal Communication Services*, PCS), e dos serviços de rádio difusão digital por satélites (*Digital Audio Broadcast Satellite Services*, DBS). Outras aplicações críticas de segurança em telemetria, como controle de mísseis, comandos de lançamento e destruição, biomédicas e usos industriais também estão ameaçadas pelos serviços de transmissões terrestres.

Diversos fatores sem relação com a comunidade da telemetria resultaram em mudanças na forma com que é encarado o espectro eletromagnético. Estes fatores incluem:

- A utilização do espectro de freqüências de rádio (RF) está crescendo rapidamente, sem perspectivas de interrupção;
- A telemetria é crítica para a economia e a segurança de muitas nações;
- A faixa de freqüências utilizada pela telemetria foi alocada para outras aplicações e assim continua sendo, correndo o risco de ser realocada;
- A demanda crescente por faixas de telemetria no espectro, é paralela à demanda crescente das indústrias de telecomunicações em geral;
- A atribuição de novas faixas do espectro às aplicações de telemetria teriam custo proibitivo, ou simplesmente podem não mais estar disponíveis.

O uso do espectro de telemetria é comum a diferentes nações, já que é utilizado para a defesa nacional, indústria aeronáutica comercial ou espacial. Além do mais, a alocação do espectro da telemetria existe em nível nacional, regional e global. Apesar do impacto ser diferente entre os diversos usuários, a comunidade da telemetria tem preocupações em comum:

- A ciência da telemetria é pouco compreendida fora da comunidade da telemetria;
- É difícil quantificar o impacto da telemetria na economia de uma nação;
- Não existe um grupo de lobistas coeso para defender o espectro da telemetria em conferências locais ou globais;
- As delegações nacionais em conferências, freqüentemente têm pouco conhecimento da importância da telemetria;

• O espectro da telemetria é candidato a constantes realocações, em decorrência de seu aspecto técnico atrativo.

Para os usuários, as aplicações de rádio telemetria são de segurança crítica ou de missão crítica para o desenvolvimento e sustentação dos imperativos econômicos e de segurança de muitas nações, porém a importância da telemetria é pouco conhecida fora das comunidades de usuários, engenheiros e experimentadores. Faltam forte vontade política e um grupo coeso de lobistas em conferências de rádio comunicações locais e mundiais. Atualmente, o impacto de uma perda potencial do espectro para a comunidade da telemetria não é corretamente levado em conta, consolidado ou representado. Isto precisa mudar.

É portanto proposto que seja estabelecido um grupo internacional para auxiliar na consolidação destes impactos e para defender a proteção do espectro, indispensável no prosseguimento das aplicações em telemetria.

Os primeiros passos necessários foram dados para estabelecer um consórcio internacional do espectro de telemetria (ICTS), foram apresentados em uma mostra especial da Conferência Européia para Testes e Telemetria (*European Test and Telemetry Conference*, ETTC) em Paris, em 10 de junho de 1999, o que foi seguido de um encontro especial da Conferência Européia para a Telemetria em 30 de maio de 2000 em Garmisch-Partenkirchen, na Alemanha.

A Carta e os projetos de lei foram formalmente aceitos e aprovados pela Fundação Internacional para a Telemetria (IFT) em 25 de outubro de 2001. A IFT hoje, é patrocinadora da ICTS.

Estrutura organizacional da ICTS

A ICTS propõe-se como organização subsidiária da Fundação Internacional para a Telemetria (IFT). A IFT é uma organização sem fins lucrativos dedicada a servir os interesses profissionais e técnicos da comunidade da telemetria. A IFT, atualmente, tem outro subgrupo, o Comitê de Coordenação de Normas para Telemetria (*Telemetry Standards Coordinating Committee*, TSCC), que é filiado ao Comitê Europeu para Normalização da Telemetria (*European Telemetry Standards Committee*, ETSC). A *figura 12.1.1.B* mostra uma vista simplificada das relações organizacionais:

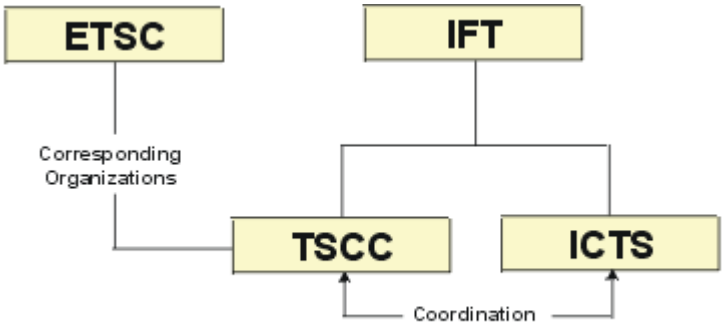


Figura 12.1.1.B. – Relações organizacionais do ICTS.

Encontro da European Test & Telemetering Conference (ETTC)

Em 8 de junho de 1999, na Conferência Européia de Testes e Telemetria (*European Telemetry Standards Committee*, ETTC) em Paris, um pequeno grupo internacional de usuários da telemetria encontraram-se para discutir a possibilidade de estabelecer o Consórcio Internacional para o Espectro da Telemetria (ICTS). O propósito do encontro era refinar os rascunhos de projeto feitos por outro grupo que iniciara o esforço, e solicitar apoio e participação durante uma seção agendada da ETTC.

12.1.2. Telemetering Standards Coordination Committee (TSCC)

Este Comitê de Coordenação de Normas para Telemetria (*Telemetering Standards Coordination Committee*, TSCC) é voltado para ser um ponto focal na comunidade da telemetria, no que se refere à revisão de normas e documentos que afetam a telemetria e propostos por várias organizações de normas no mundo. É voltado para receber, coordenar e divulgar informações e para revisar e coordenar normas, métodos e procedimentos para usuários, fabricantes e agências correlatas.

O TSCC atua sob o patrocínio da Fundação Internacional para a Telemetria (IFT).

O TSCC deve servir como ponto focal na recepção, revisão, coordenação e divulgação das informações relativas às normas de telemetria, métodos e procedimentos para usuários, fabricantes e agências correlatas, não devendo impor ou aprovar normas.

As funções do TSCC são:

1. Determinar quais as normas estão em vigor e foram publicadas;
2. Comentar o impacto potencial das normas existentes e planejadas;
3. Divulgar as necessidades da indústria quanto a normas adicionais;

4. Coordenar a revisão de novas normas.

Na Internet, o endereço do TSCC é http://www.tscc.org.

12.1.3. European Telemetry Standardization Committee (ETSC)

Criado em 18 de maio de 1994 durante a Conferência Européia de Telemetria ETC'94 em Garmisch-Partenkirchen, Alemanha. Sua criação foi apoiada pela organização homóloga norte-americana conhecida como TSCC, patrocinada pela Fundação Internacional para Telemetria.

Foi fundado sob o patrocínio bi-nacional das organizações SEE (club 17) em parceria com a AAAF francesa, e da AK-TM em parceria com a DGLR da Alemanha. Outras organizações européias são bem vindas a participar. Um primeiro projeto proposta para a carta do ETSC foi preparado em 20 de julho de 1994. Durante a ETC'96, em 20 de maio de 1996, o terceiro projeto de proposta da carta foi finalmente aprovado.

O ETSC atua sob o patrocínio de suas organizações fundadoras:

German Society on Telemetering	*Alemanha*
Deutsche Gesellschaft für Luft- und Raumfahrt (Panel 4.1)	*Alemanha*
Sociétés des Electriciens et des Electroniciens (Club 17)	*França*
Association Aéronautique et Astronautique France (AAAF) (Test Commission)	*França*

O site do ETSC é http://www.aktm.org/etsc.

12.2. Range Commanders Council (RCC)

Normas RCC

Organização governamental, o RCC empenha-se em manter um grau de interoperabilidade entre a maioria das bases de testes, desenvolvendo e distribuindo normas IRIG (*Inter-Range Instrumentation Group*). A norma padrão para a telemetria é a IRIG 106-01 (o 01 final refere-se ao ano de publicação), particularmente importante para a comunidade da telemetria.

Figura 12.2. – Range Commanders Council (RCC).

<u>História do RCC</u>

Em 1950, os Estados Unidos estabeleceram três importantes bases de testes: o *White Sands Proving Ground*, no Novo México, o *Naval Air Missile Test Center*, em *Point Mugu*, Califórnia e o *Long Range Proving Ground*, na costa leste da Flórida. Os comandantes destes três locais, reconhecendo que tinham muitas áreas de interesse em comum, decidiram encontrar-se e discutir meios para ajudar-se mutuamente na solução de seus problemas comuns.

Naquela época, os instrumentos utilizados para medir performances de mísseis e rotas de vôo eram bastante primitivos, se comparados aos de hoje. Por exemplo, o radar era uma versão modificada de um antigo equipamento da segunda guerra mundial, utilizado pelos alemães em Peenemunde, na antiga base de lançamento das bombas voadoras V-2 da Alemanha Nazista, e trazido aos Estados Unidos junto com os foguetes V-2 apreendidos.

É fácil visualizar alguns dos problemas enfrentados pelos comandantes das bases de testes na tentativa de encontrar assistência técnica naqueles dias para estes recursos limitados. Em seu primeiro encontro, em agosto de 1951, fundaram o RCC. Os comandantes realizaram rapidamente que muitos problemas técnicos envolvendo instrumentação, teriam de ser resolvidos localmente por engenheiros e técnicos qualificados. Como resultado, concordaram em realizar estes encontros regularmente, o que resultou por sua vez na criação da IRIG.

Mais tarde, o RCC fundou outros grupos especializados para lidar com problemas como segurança de testes, operações e documentação. Com o decorrer do tempo, muitos membros tiveram representações em cada grupo RCC.

Em 1970, alguns comandantes expressaram sua preocupação com a proliferação de subestruturas no RCC e conseqüente consumo de verbas e recursos. Como conseqüência, os comandos decidiram que a organização do RCC deveria ser reestruturada de modo que seus objetivos originais pudessem ser cumpridos com maior eficiência. A nova organização foi descrita em detalhes em um documento "*ORGANIZATION AND POLICY*" (O&P), aprovado pelos comandantes em maio de 1971. Na reorganização, certos grupos especializados anteriores

foram reestruturados e unidos. A IRIG deixou de existir como organização. Por causa de seu reconhecimento internacional, o acrônimo "IRIG" foi mantido e ainda é usado em certos documentos publicados pelo RCC.

Várias outras mudanças ocorreram desde que o RCC original foi criado. Um delas foi a denominação, de "*Range Commanders Conference*" para "*Range Commanders Council*". De um modo geral, a maioria das bases de testes são submetidas à vistoria prévia do RCC.

A estrutura do RCC consiste em um Comitê Executivo (*Executive Committee*, EC), grupos de trabalho e secretaria.

A organização do RCC

Esta organização é composta pelo Comitê Executivo (EC), secretaria e grupos de trabalho. Grupos específicos podem ser criados e dissolvidos quando necessário. A estrutura organizacional do RCC foi projetada para permitir um máximo de controle dos comandantes, provendo respostas flexíveis e eficientes para ambas, necessidades de longo prazo e necessidades imediatas.

Os comandantes não são diretamente envolvidos com o dia a dia do RCC. O comandante de cada base aponta representantes para o Comitê Executivo. A estes representantes, é delegada a autoridade de seu comando para tudo o que diz respeito ao RCC.

Cada comandante aponta um representante técnico para auxiliar o representante do Comitê Executivo em seu trabalho.

O comitê Executivo por sua vez, administra os grupos e assessora os comandantes em outras questões relativas ao RCC. O Comitê elege seu próprio diretor e vice-diretor, eleitos por um período de 2 anos. Adicionalmente, todas as normas devem ser aprovadas pelo Comitê Executivo.

Os escritórios do RCC estão localizados na base de testes de *White Sands*. A secretaria é responsável pela preparação, revisão, edição, processamento, impressão e distribuição de minutas e documentos, e pela manutenção dos registros históricos e arquivos. Ela também oficia na coordenação de normas de uso comum a todas as bases, procedimentos operacionais, documentação, gerenciamento de encontros e conferências e intercâmbio de informações.

Os grupos de trabalho do RCC são os meios primários de intercâmbio técnico e operacional e de coordenação e padronização de sistemas, técnicas, métodos e procedimentos

entre os participantes. Os grupos também são o ponto de foco para o desenvolvimento, pesquisa e intercâmbio de sistemas e equipamentos técnicos.

Estes grupos executam tarefas sob a direção do Comitê Executivo. Eles também trocam informações sobre problemas técnicos e operacionais em comum, recomendam normas para sistemas de instrumentação, e coordenam o desenvolvimento, pesquisa e intercâmbio de sistemas e equipamentos técnicos. Coordenam também a capacidade de pesquisas de longo prazo e o planejamento de pesquisas. Os membros destes grupos são selecionados por sua proficiência técnica nos diversos campos e disciplinas científicas. A lista a seguir dá uma descrição resumida de cada grupo de trabalho:

1. O **grupo de segurança da base** é responsável por todos os assuntos relacionados à segurança. Isto inclui mas não é limitado, a segurança de vôo, operações com LASER, riscos com RF, armazenagem de substâncias perigosas, operações com infravermelhos e testes com componentes explosivos.
2. O **grupo de documentação** revisa e avalia a documentação de sistemas existente e proposta. Eles recomendam para as considerações do EC, documentos novos ou revisados sobre sistemas e métodos para sua introdução.
3. O **grupo de telecomunicações** lida com comunicações, mas também com sistemas de sincronismo de tempo, transmissão de dados, áudio e vídeo, sistemas de gravação, rádio controle e de auto destruição.
4. O **grupo de gerenciamento de freqüências** estuda e recomenda soluções para problemas de utilização do espectro. Mais importante, eles assessoram outros grupos quanto a características de transmissores e receptores, a fim de assegurar a menor interferência possível entre instrumentos e outros equipamentos que geram ou trabalham com ondas eletromagnéticas na transmissão ou recepção.
5. O **grupo de meteorologia** tem sua ênfase voltada para a definição dos efeitos de parâmetros astrogeofísicos em sistemas navais, espaciais ou balísticos, além de pesquisar novos e melhores instrumentos para medir e prever estes efeitos.
6. O **grupo de sistemas óticos** lida com sistemas e instrumentação ótica e eletro-ótica, incluindo aqueles utilizando mídia magnética ou fotográfica como meios de registro. Estes sistemas, que podem trabalhar com ultravioletas visíveis ou na faixa infravermelha do espectro, são usados para fornecer vigilância e adquirir trajetórias, altitude e dados espectrométricos.

7. O **grupo de sistemas subaquáticos** explora a tecnologia de rastreamento subaquático, resgate subaquático e sistemas de dados projetados para funcionar no oceano.
8. O **grupo para o desenvolvimento da precisão dos instrumentos** opera sob o escopo geral de pesquisar e fazer recomendações quanto a avanços na precisão e performance dos instrumentos, procedimentos de calibragem e avaliação.
9. O **grupo de medição eletrônica de trajetórias** abraça todos os aspectos de radar, registro de sistemas e altímetros usados em medições para obtenção da posição espacial e outros equipamentos, como *transponders*, sensores infravermelhos, televisão, LASER, MASER, dispositivos nucleares e computadores, necessários ao funcionamento destes sistemas de medição.
10. O **grupo de processamento de dados e computação** é responsável por todos os aspectos de tratamento e processamento dos dados, incluindo demultiplexação, decodificação, digitalização, interpretação, gravação e exibição, análise, técnicas computacionais e software.
11. O **grupo de telemetria** atua com os equipamentos de aquisição de dados, como sensoreamento embarcado, modulação e demultiplexação. Este grupo também é responsável por criar e atualizar os documentos de normas de telemetria, assim como de procedimentos e sistemas de testes.
12. **Grupos "Ad Hoc"**, cujo termo define grupos temporários, ou que existem apenas uma vez sob determinadas circunstâncias, são criados pelos comandantes ou pelo EC para enfrentar problemas interdisciplinares de curto prazo, particularmente no que se refere a problemas dos membros e suas bases.

O RCC dedica-se a atender as necessidades técnicas e operacionais das bases de testes, de treinamento ou de operações norte-americanas.

As responsabilidades e relacionamentos do RCC são voltados a uma visão proativa e distribuída, em colaboração com vários serviços e organizações de defesa. O RCC gera um quadro que permite o seguinte:

- Necessidades em comum são identificadas, e soluções em comum são procuradas;
- Normas técnicas são identificadas e disseminadas;
- Oportunidades que possam ser realizadas em conjunto são exploradas;
- Intercâmbios técnicos e de equipamentos são facilitados;

- Conceitos avançados e inovações técnicas são acessadas e potenciais aplicações identificadas.

O RCC foi organizado para preservar e alavancar a eficiência e efetividade das bases membros, incrementando assim sua pesquisa e desenvolvimento, testes operacionais e avaliação, treinamento e capacidades de prontidão.

Na Internet, o endereço do RCC é http://jcs.mil/rcc.

12.3. Defense Test & Evaluation Professional Institute (DTEPI)

Criado em 4 de abril de 1990 pela direção de testes e avaliações (hoje testes, sistemas, engenharia e avaliação) e pela direção de testes operacionais e avaliações , o DTEPI tem a função de servir como fórum de desenvolvimento dos procedimentos de avaliações e testes (T&E). O DTEPI facilita a carreira, desenvolvimento, treinamento, educação e reconhecimento de profissionais de testes e avaliações.

Uma de sua metas é estabelecer novos programas de treinamento para melhorar o desenvolvimento dos profissionais de T&E.

Figura 12.3. - Defense Test and Evaluation Professional Institute (DTEPI).

O site do DTEPI é http://www.dtepi.mil.

12.4. International Society on Biotelemetry (ISOB)

O campo da biotelemetria compreende uma quantidade sub especializações, incluindo a telemetria médica (monitoramento ambulatorial, monitoramento comparativo, controle funcional, telemedicina, telecomando, teleterapia), telemetria de pesquisa médica, telemetria animal e

telemetria de implantes. É propósito desta sociedade, encorajar a pesquisa nestes campos e em campos relacionados, e de promover sua implantação nas ciências médicas e vitais. A ISOB, sempre que possível, patrocinará ou iniciará meios para cumprir estes objetivos através de suas atividades próprias, realizando intercâmbio de informações e cooperação com outros grupos da área de biotelemetria, e participando do estabelecimento de normas internacionais para a telemetria biomédica.

Figura 12.4. – International Society on Biotelemetry (ISOB).

O site da ISOB é http://biotelemetry.univie.ac.at.

Conclusões

A telemetria é uma ciência pouco compreendida fora dos círculos técnicos especializados, e talvez por isso ela não seja mais profundamente conhecida pelos profissionais da área da eletrônica. A norma que é mais utilizada em todo o mundo para a padronização das técnicas e equipamentos de telemetria é a IRIG 106 da RCC. Ela é talvez o único documento que garante um pouco de padronização e divulgação da telemetria em todo o mundo.

Um sistema de telemetria envolve muitos conceitos e técnicas tradicionais da eletrônica, como aquisição de dados, utilização de sensores de diversos tipos, multiplexação, modulação, enlace de RF, gravação de grandes massas de dados, requerimentos de processamento em tempo real entre outros. Todas estas necessidades do processo de telemetria geram necessidade de equipamentos cada vez mais sofisticados e muitas vezes exigem a criação de técnicas novas para resolução de problemas, as quais depois são utilizados em outras áreas da eletrônica. Por isso a telemetria (principalmente a aeroespacial, a qual é dada ênfase neste estudo) é um campo que está sempre na fronteira do conhecimento técnico e suas necessidades ajudam a impulsionar o desenvolvimento da eletrônica.

As aplicações da telemetria estão se diversificando nos últimos anos devido ao desenvolvimento de equipamentos menores e mais baratos que permitem a aplicação da telemetria em campos que antes o custo proibia a sua utilização. Se destacam nesse caso o uso em animais e na medicina.

Atualmente, a questão mais evidente sobre telemetria não diz respeito à necessidade de novos equipamentos e técnicas, mas recai sobre o espectro de frequência utilizado. A crescente demanda dos serviços comerciais de telecomunicação por bandas no espectro de frequência está ameaçando as bandas tradicionalmente usadas para telemetria nos países mais desenvolvidos. Porém, devido à falta de oficialização e de padronização das bandas de telemetria entre os diversos países, e da falta de grupos fortes que se interessem em defender os interesses da comunidade de telemetria, existe o risco da faixa de frequência reservada para este fim mudar para valores menos interessantes ou o risco de interferência em outros sistemas. Por isso a IFT (*International Foundation for Telemetering*) criou o ICTS (*International Consortium for Telemetry Spectrum*) para discutir o problema entre os usuários de telemetria e achar soluções com as instituições responsáveis pelo espectro.

Trabalhos futuros

Como sugestões de trabalhos futuros que complementem este pode-se citar um estudo mais aprofundado dos métodos de modulação de banda estreita, que são mais eficientes na concentração da potência do sinal em um intervalo menor de frequências do que o FM, que é a modulação mais comumente usada para transmissão RF. Técnicas de modulação de banda estrita são muito interessante para a telemetria já que possibilitam um alcance maior do sinal transmitido. Alguns exemplos destes tipos de modulação são o *Binary Phase Shift Keying* (BPSK), *Quadrature Phase Shift Keying* (QPSK), *Staggered Quadrature Phase Shift Keying* (SQPSK), *Offset Quadrature Phase Shift Keying* (OQPSK), *Minimum Shift Keying* (MSK), *Gaussian Minimum Shift Keying* (GMSK) e principalmente o *Feher's-patented Quadrature Phase Shift Keying* (FQPSK), que é muito citado na norma IRIG 106. Existem ainda outras modulações com alta eficiência de banda que estão em desenvolvimento.

O espectro de frequências destinados à telemetria é um assunto importante e que está em pauta nos últimos anos. É interessante acompanhar a evolução das negociações a esse respeito e o seu desfecho. A principal referência no mundo a esse respeito é o ICTS, o qual já foi discutido anteriormente.

Também é de interesse pesquisar mais a fundo as técnicas e equipamentos usados em outras aplicações que não a aeroespacial, para que através de efeito de contraste o leitor possa identificar as diferenças e talvez sugerir melhorias na aplicação em uma determinada área utilizando recursos de outra.

Glossário de termos

***Aliasing*, efeito de:** Deslocamento para baixo aparente nas frequencies dos components que são mais altos que metade da frequência de amostragem resultado de uma frequência de amostragem muito baixa.

Amplificador, baixo ruído: Um amplificador cuja temperatura de ruído é baixa.

Amplificador: Um dispositivo eletrônico usado para aumentar a amplitude de sinais eletrônicos.

Analisador de ondas: Um instrumento eletrônico para medir a amplitude e frequência dos vários componentes de um sinal complexo.

Antena rastreadora: Uma antena que move o seu lóbulo principal de modo que um alvo móvel selecionado permança contido dentro do lóbulo principal.

Aquisição, tempo: Intervalo de tempo requerido para estabelecer sincronização de *clock* ou rastreamento de antena.

Aquisição: Processo de adquirir sincronixação; pode ser sincronização de *clock* ou a antena receptora apontando para a antena transmissora.

Atenuação, atmosférica: a atenuação de um sinal de radio quando passa através da atmosfera, devido à partículas na atmosfera, como gotas de chuva, vapor d'água e outros gases.

Atenuação, chama: a atenuação de um sinal de radio quando passa através de gases ionizados e partícluas da exaustão de um motor a foquete.

Atraso de envelope: Uma característica dos canais de comunicação onde as variações nos atrasos dos sinais com respeito à frequência ocorrem na largura de banda do canal de dados.

Atraso de grupo: O derivativo da fase radiana com respeito à frequência radiana, geralemnte chamado de atraso de envelope.

Atraso de propagação: O tempo necessário para o sinal ser transmitido de um ponto a outro.

Banda base: A banda de frequência ocupada pelo sinal antes que este module a portadora (ou subportadora) para formar o sinal transmitido. O sinal em banda base se extende sobre uma baixa frequência distinta da frequência da portadora, e pode incluir um componente DC.

Banda de guarda: Os espaços de frequencies não usados entre subportadoras em sistemas FDM e entre portadoras de RF, usados para guardar contra interferência.

Banda L: Um termo referindo a banda de frequências entre 1000 e 2000 MHz. A porção de telemetria da banda L de extende de 1435 a 1540 MHz. As frequências entre 1700 e 1850

MHz são frequêntemente referidas como sinais superiores da banda L.

Banda P: A banda de frequências entre 215 e 320 MHz usada primariamente como uma banda de frequência comum na qual so sinais de telemtria da banda L e S são transladados para baixo em algumas estações receptoras de telemetria. Uma porção desta banda foi usada na transmissão de telemetria antes de 1970 (alguns programas continuam usando esta banda de forma esporádica).

Banda S: A faixa de frequências entre 2000 e 4000 MHz. As porções para telemetria desta banda 2200 a 2300 MHz e 2310 a 2390 MHz.

Binário, código: Um método de representar números usando dois estados como ligado ou desligado, alto ou baixo, etc.

Bit de paridade: Um bit adicionado a um grupo de código binário que é usado para fazer o número de "1s" ou "0s" neste grupo ser par ou ímpar.

Bit synchronizer: Um dispositivo eletrônico que produz uma versão reconstruída do *clock* do *stream* de bits de uma entrada, que pode ter sido contaminado por ruído ou distorção.

Bit, erro: Um erro de bit ocorre quando o valor de bit esperado não está presente; por exemplo, um "0"ocorrendo quando se espera um "1" ou vice-versa.

Bit, probabilidade de erro (BEP): A razão entre o número de bits com erro e o número de bits transmitidos em um dado intervalo de tempo.

Bit, sincronização: Em passo ou em fase quando aplicado a uma sequência digital; por exemplo, uma sequência em passos ou em fase com o seu *clock* da fonte.

Bit, *stream*: Uma série contínua de bits transmitidos por um canal.

Bit, taxa de erro (BER): O número de bits com erro durante um dado intervalo de tempo ou dado número de bits.

Bit, taxa: A velocidade na qual os bits são transmitidos, usualmente expressados em bits por segundo (bps).

Bits de cabeçalho: Bits extras adicionados à sequência digital de bits de dados que são usados para controlar e/ou interpretar a resposta do sistema. Também podem ser usados para a detecção e correção de erros.

Cabeça magnética: Um dispositivo que grava, lê e apaga dados em uma fita magnética.

Canal: O caminho através do qual o sinal flui.

Carga casada: Um dispositivo usado para terminar uma linha de transmissão que modo que toda a energia incidente é absorvida e nenhuma é refletida.

***Clock* (reconstruído):** Um sinal de *clock* que foi recuperado dos dados no local de processamento de dados.

***Clock*, sincronização:** O processo de alinhar o *clock* em um local remoto com o *clock* do local originário.

***Clock*:** Uma forma de onda de sinal usado para sincronizar circuitos digitais.

Codificação: Método pelo qual os dados digitais são convertidos, seguindo um conjunto de regras prescrito.

Comutação: Amostragem sequêncial, em uma base repetitiva, de múltiplas fontes de dados para transmissão e/ou gravação na base de um único canal.

Comutador: Um dispositivo usado para executar a multiplexação por divisão de tempo por técnicas de chaveamento sequêncial repetitivo.

Condicionamento de sinais: Condicionamento realizado em um sinal de informação para prover as características requeridas para certos tipos de transmissão de dados.

Contorno de olho: O padrão que resulta, quando mostrado num osciloscópio, da superposição de "1s" e "0s" de uma sequência de dados digitais, quando a base de tempo do osciloscópio é sincronizada com o *clock* da taxa de bits.

Conversão de dados: O processo de mudar os dados de uma forma de representação para outra.

Conversor de frequência: Um dispositivo eletrônico que translada uma dada banda de frequência para uma frequência central mais baixa ou mais alta.

***Crossplay*:** Reproduzir uma fita gravada anteriormente em um sistema que não aquele usado para gravar esta fita.

***Crosstalk*:** Interferência em um dado canal de transmissão ou gravação que tem sua origem em um outros canal. Energia de sinal indesejada aparecendo no caminho de um sinal como resultado de acoplamento de outros caminhos de sinais.

dBi: Ganho da antena em decibels refrenciado ao ganho de uma antena omnidirecional com 100% de eficiência.

dBm: Nível de potência em decibels refrenciado ao nível de um miliWatt (0,001 Watt), por exemplo, dBm = 10 $\log_{10}$(P / 0,001) onde P está em Watt.

dBv: Nível de tensão em decibels referenciado a um nível de 1 Volt, por exemplo, dBv = 20 $\log_{10}$ (V/1) onde V está em Volt.

Decibel, potência (dB): Dez vezes o log da razão entre dois valores de potência, por

exemplo, dB = 10 $\log_{10}$ (Pl / P2).

Decibel, tensão (dB): Vinte vezes o log da razão entre dois valores de tensão, por exemplo, dB = 20 $\log_{10}$ (V 1/V2).

Demodulação: O processo de recuperar ou extrair o sinal de informação original do sinal de RF modulado.

Demodulador: Um dispositivo para efetuar o processo de demodulação.

Demultiplexador: Um dispositivo capaz de separar dois ou mais sinais combinados (multiplexados) em saídas distintas. Aplica-se a qualquer sinal multiplexado, como os sinais multiplexados por divisão de tempo ou frequência.

Densidade mínima de transição: O mínimo número de transições para um dado número de bits para qualquer sequênia de entrada de bits.

Derandomizador: Um dispositivo de executa a operação inversa de um randomizador, recuperando os dados que foram previamente randomizados.

Desvio, de fase: A máxima diferença entre a fase instantânea do sinal modulado a fase da portadora de referência.

Desvio, de frequência: A máxima diferença entre a frequência instantânea do sinal modulado a frequência da portadora de referência.

Desvio, distorção: Distorção em um receptor FM causado por largura de banda inadequada, rejeição da modulação em amplitude ou linearidade do discriminador.

Desvio, limite: Os valores superiores e inferiores além dos quais uma subportadora não deve ser desviada.

Desvio, residual: Modulação aparente devido ao ruído no transmissor, também conhecido como modulação de frequência incidental.

Desvio: O diferença algébrica entre um dado valor e o seu valor de refrência central correspondente.

Detecção de correlação: Um método no qual um sinal é comparado, ponto a ponto, com uma refrência gerada internamente. A saída de tal detector é uma medida do grau de similaridade da entrada com o sinal de refrência. O sinal de referência é construído de modo que ele é o tempo todo uma predição, ou melhor “chute”, do que o sinal de entrada deveria ser neste momento.

Detecção, linear: A forma de detecção na qual a tensão de saída é proporcional à tensão de entrada.

Detecção: Determinação da presença de um sinal. O processo pelo qual um sinal

correspondente a um sinal modulado é obtido de uma portadora modulada.

Detector, balanceado: Demodulador para sistemas moduladores em ferquência. Em uma forma, a saída consiste da diferença retificada de duas tensões produzidas através de dois circuitos ressonantes, um circuito sendo ajustado um pouco acima da frequência da portadora e o outro um pouco abaixo.

Diagrama de irradiação: uma representação gráfica das proproedades de irradiação da antena em função de coordenadas espaciais. Propriedades de irradiação incluem potência, fase e polarização. Nos casos comuns o diagrama de irradiação é determinado na região do campo distante e é representado como função das coordenadas direcionais.

Discriminador, FM: Um dispositivo eletrônico que opera como um conversor frequência-tensão.

Distorção de intermodulação: Distorção causada pela interação de duas ou mais frequências resultando em transmissão de sinais errôneas.

Distorção de segunda harmônica: A razão da tensão rms no dobro da frequência fundamental em relação à tensão rms na frequência fundamental; geralmente expresso em % ou dB.

Distorção de terceira harmônica: A razão da tensão rms no triplo da frequência fundamental em relação à tensão rms na frequência fundamental; geralmente expresso em % ou dB.

Distorção harmônica: A produção de frequêncies harmônicas na saída de um dispositivo não linear quando uma forma de onda senoidal é aplicada na entrada.

Distorção por atraso (distorção de fase): Distorção que ocorre em canais de comunicação devido a variações nas velocidades de propagação dos sinais a diferentes frequências. Medida em tempo relativo a uma frequência de referência.

Diversidade de frequência: A forma de diversidade que usa ambas a transmissão e recepção em mais de uma frequência.

Diversidade, combinador: Um dispositivo eletrônico que soma os sinais de duas ou mais fontes.

Diversidade, polarização (recepção): Esta forma de recepção de diversidade usa antenas receptoras cujas polarizações são mutuamente ortogonais (geralmente vertical e horizontal ou circular horária ou circular anti-horária).

Diversidade, recepção em espaço: Forma de recepção de diversidade que usa antenas

receptoras colocadas em diferentes localidades.

Diversidade, recepção em tempo: Forma de recepção de diversidade que usa múltiplas transmissões que estão separadas no tempo.

Diversidade, recepção: Um método de recepção de rádio onde, para minimizar os efeitos da atenuação, um sinal resultante é obtido pela combinação e/ou seleção de duas ou mais fontes de sinais que carregam a mesma modulação ou inteligência, mas que podem diferir em força ou relação sinal-ruído. A recepção de diversidade pode empregar a diversidade de frequência, polarização, tempo ou espaço.

Doppler, deslocamento: A mudança na frequência de um sistema causado pelo efeito Doppler.

Doppler, efeito: Um princípio da física que, quando a distância entre uma fonte de frequência constante e um observador diminui ou aumenta, as frequências recebidas são maiores ou menores.

***Dropout*:** Uma perda de sinal momentânea em um canal de transmissão; geralmente RF ou fitas magnéticas em aplicações de telemetria.

Equalização: Um método usado para compensar distorções de amplitude ou fase ocorrendo em um canal de comunicação. Equalizadores são projetados para prover o inverso da distorção do canal que modo que o sinal pode ser recuperado na sua forma original.

Erro, correção: O processo de corrigir bits com erros através do uso de bits de dados redundantes.

Erro, detecção: O prcesso de detectar erros de bits.

Erro, multiplicação: Um processo no qual erros de bits individuais e isolados na entrada causam múltiplos erros de bits na saída. O grau de multiplicação dos erros é característica de sistema de codificação empregado.

Espectro: A distribuição da amplitude, e às vezes fase, dos componentes de um sinal em função da frequência.

Estação de solo: Um sistema de telemetria de recepção, gravação, processamento e visualização. Este termo também é usado para se referir a sistemas que contêm um subconjunto das funções mencionadas.

Estação repetidora: Um ponto intermediário em um sistema de transmissão onde os sinais são recebidos, amplificados ou reformados, e retransmitidos.

Filtragem de pré-modulação: Filtragem de um sinal antes da modulação da portadora. O

efeito é reduzir a energia contida nas bandas laterais da portadora modulada.

Filtro de amplitude constante: Um filtro que é projetado para ter uma resposta constante em amplitude ao máximo; um filtro Butterworth.

Filtro de atraso constante: Um filtro que é projetado para ter uma resposta constante em atraso ao máximo; um filtro de Bessel.

Flutter: Mudanças de frequências indesejadas produzidas por variações na velocidade da fita durante a gravação ou reprodução.

FM/FM: Modulação em frequência de uma portadora por subportadoras que são moduladas em frequência por sinais de informação.

Frame de dados: Uma sequência de bits de dados no qual a posição de cada bit pode ser identificada com referência ao padrão de sincronização do *frame*.

Frame, identificação do formato: Uma palavra que identifica unicamente qual formato PCM está sendo atualmente transmitido quando mais de um formato for possível.

***Frame*:** Um conjunto de dados digitais encompassados dentro de limites específicos, por exemplo, *minor frame*, *major frame*, *data frame*, etc. O limite é marcado por uma palavra de sincronização de *frames*.

Frequência central: A frequência média de um sinal quando modulado por um sinal simétrico.

Frequência de corte: A frequência que marca a margem de um filtro passa-faixa e o começo da transição para o rejeita-faixa. É usualmente definido como sendo a frequência na qual o sinal é atenuado em 3 dB relativo à resposta na frequência de referência.

Frequência intermediária (IF): Uma frequência à qual um sinal é deslocado localmente como um passo intermediário na transmissão ou recepção.

Frequência, deslocamento: Um desvio da frequência de referência. Pode ser estático ou dinâmico; por exemplo, deslocamento variante ou deslocamento de frequência fixo, como ocorre quando uma tensão DC é aplicada em uma portadora FM.

Frequência, resposta: Uma medida de quão efetivamente um dispositivo passa as diferentes frequências aplicadas a ele.

Frequency Shift Keying (FSK): Uma forma de modulação em frequência no qual o sinal modulante desloca a frequência da portadora entre valores pré-determinados, e o sinal de saída não tem descontinuidade de fase. Comumente, a frequência instantânea é deslocada entre dois valores discretos, chamados de frequências *Mark* e *Space*.

G/T (antennas de RF): A razão entre o máximo ganho de potência à temperature de ruído (em graus Kelvin) de uma antena e seu sistema de recepção associado.

Ganho (amplitude): Uma alteração na amplitude do sinal, normalmente expressa em decibels (dB).

Gravação de assinatura: A gravação de um sinal que pode ser usado para alinhar a máquina de reprodução com a máquina de gravação.

Gravação direta com polarização AC: Uma técnica de gravação magnética empregando um sinal de polarização de alta frequência que é adicionado linearmente ao sinal de dados. O sinal composto é então usado para comandar o segmento da cabeça de gravação.

Guiamento (transmissão de RF): Confinamento de ondas eletromagnéticas em uma camada atmosférica restrita por gradientes abruptos no índice de refração com a altitude.

Harmônicos: Frequências que são múltiplos da frequência fundamental. Harmônicas ímpares são múltiplos ímpares da frequência fundamental e os harmônicos pares são múltiplos pares da frequência fundamental.

***High Density Digital Recording* (HDDR):** Gravação de dados digitais, em uma mídia de gravação magnética, tendo uma densidade de transição de fluxo linear com mais de 15000 transições por polegada.

Histerese (magnética): A propriedade de materiais magnéticos que causa a indução magnética por uma força magnetizante depender das condições prévias de magnetização.

Histerese, perdas (magnética): A potência perdida em um material magnético como resultado da histerese magnética.

Imperfeições na fita magnética: regiões da fita magnética onde a densidade de partículas magnéticas é muito menor que o valor nominal. Regiões de uma fita magnética que foram fisicamente danificadas.

Índice de modulação: O índice de modulação (B) é igual ao desvio de fase quando um único ângulo senoidal modula a portadora. Para a modulação em frequência o índice de modulação é frequêntemente expressado como a razão do desvio de frequência e a frequência do sinal modulador: B = fd / fm, onde fd é o desvio de frequência e o fm é a frequência moduladora.

Interferência (acoplamento): Interferência resultante da transfrência de sinais (acoplamento) entre circuitos.

Interferência (Transmissão de dados): Interferência em um caminho de transmissão de sinal ou é potências estranhas que tendem a interferir na recepção do sinal desejado ou é o

distúrbio de sinais do qual resulta.

***Jitter*:** Variações no sinal de informação relativos a uma posição de tempo de referência. As variações podem ser no tempo, frequência e/ou fase. Estas variações podem resultar em detecção errônea do sinal de informação. Modulação em frequência da taxa de bits ou *clock* da taxa de bits.

Largura de banda (banda de frequência contínua): A diferença entre as frequências limitantes. A faixa de frequências dentro da qual o desempenho, com respeito a algumas características, caem em limites específicos.

Largura de banda de dados: A diferença entre as frequências superior e inferior do dado a ser transmitido; usualmente definido por pontos de -3 dB..

Largura de banda proporcional: Em um sistema de largura de banda proporcional a largura de banda de cada canal é proporcional à sua frequência central. O máximo desvio do canal é o produto do valor do desvio em porcentagem dividido por 100 e pela frequência central do canal.

Largura de banda, constante: Um sistema de multiplexação por divisão de frequência no qual cada canal ocupa a mesma largura de banda independentemente da sua frequência central. A quantidade de desvio é mantida dentro de uma largura de banda alocada e não é determinada como uma porcentagem da frequência central como em sistemas de largura de banda proporcionais.

Largura de banda, necessária: O *International Telecommunication Union* (ITU) e o *National Telecommunications and Information Administration* (NTIA) definiram largura de banda necessária como: "Para uma determinada classe de emissão, a largura da banda de frequência que é suficiente para assegurar a transmissão da informação à taxa e com a qualidade necessária em condições específicas."

Largura de banda, ocupada: O ITU e o NTIA definiram largura de banda ocupada como: "A largura de uma banda de frequência tal que abaixo do inferior e acima do superior limite de frequência, a potência média emitida são iguais a uma porcentagem específica da potência média total de uma dada emissão". Essa porcentagem é frequentemente especificada como 0,5% e a largura de banda referida como largura de banda de 99% da potência. O RCC tem uma definição alternativa que incluem todos os componentes espectrais que são maiores que -60 dBc ou -25 dBm.

Largura de banda: Uma faixa de frequencies que se conformam a um padrão específico,

geralmente +3 dB da amplitude da frequência de referência. A capacidade de informação de um canal.

Largura de feixe (antenna): Plano da largura de feixe de meia potência contendo a direção de máximo valor do feixe. O ângulo entre as duas direções nas quais a intensidade de irradiação é metade do valor máximo do feixe.

Linearidade: A condição onde a mudança do valor de uma quantidade é diretamente proporcional à mudança no valor de outra quantidade. A relação existente entre as duas quantidades é tal que a mudança em uma quantidade é exatamente e diretamente (linearmente) proporcional à mudança na outra quantidade.

Lóbulo lateral (diagrama de antenas): Um lóbulo de radiação em qualquer direção que não aquela do lóbulo pretendido. Nota: quando o lóbulo pretendido não é especificado, deve-se tomar como referência o maior lóbulo.

***Major Frame*:** A estrutura de dados consistindo do menor número de *minor frames* que incluem pelo menos uma amostra de cada parâmetro no formato.

Margem de S/R: Excesso de S/R sobre o requerido para se ter uma dada qualidade de dados para um dado canal de comunicação.

Miller ao quadrado (M^2): Método de representar dados digitais onde a seuqência de bits a ser codificada é dividida em sequências de dados de três tipos:

Tipo A: Qualquer número de "1s" lógicos consecutivos.

Tipo B: Dois "0s" lógicos separados ou por nenhum "1" lógico ou por um número ímpar de "1s". Por exemplo, 00, 010, 01110.

Tipo C: Um "0" lógico seguido por um número par de "1s" lógicos e terminado por um "0" que não é contado como parte da sequência. Por exemplo, 011, 01111.

***Minor Frame*:** A estrutura de dados na sequência do tempo do começo de um padrão de sincronização de *minor frame* até o começo do padrão de sincronização do próximo *minor frame*.

Modulação em frequência (FM): Um método para transmitir informação onde a amplitude do sinal de informação é usado para variar a frequência do sinal da portadora.

Modulação híbrida: Uma combinação dos métodos de modulação, PCM/FM, PCM/PM, FM/FM, etc., usados para imprimir a informação em uma portadora para transmissão.

Modulação por codificação de pulsos (PCM): Técnica de multiplexação por divisão de tempo (TDM) na qual amostras do dado são representadas na forma binária por um grupo de pulsos discretos.

Modulador: Um dispositivo que causa algum parâmetro de um sinal de portadora variar em proporção com o sinal modulador.

Multiacoplador: Um dispositivo usado para interfacear uma antena a diversos receptores com ganho de 1 ou maior.

Multicaminho: O fenômeno onde sinais chegam na antena receptora por dois ou mais caminhos separados. Isto pode causar ecos ou imagens fantasmas.

Multilplexação por divisão de frequência: Uma técnica de multiplexação na qual a largura de banda do canal é dividida em diferentes subcanais de frequência. Permite a mais de uma fonte de sinal compartilhar o mesmo canal de comunicação.

Multiplexação de dados: O processo de combinar dois ou mais sinais em um único sinal composto. Os dois métodos básicos de multiplexação envolvem a separação do sinal por divisão do tempo ou por divisão de frequência.

Multiplexação por divisão no tempo (TDM): Um método para transmitir duas ou mais informações sobre um canal comum dividindo os intervalos de tempo disponíveis entre os sinais de informação para formar um trem de pulsos composto.

Multiplexador: Um meio de combinar dois ou mais sinais em um enlace de rádio. Pode ser amostrando vários sensores e combinando as amostras em um trem de pulsos serial como uma multiplexação por divisão de tempo. Também se aplica a usar múltiplas frequências para combinar as amostras como na multiplexação por divisão de frequência.

Onda horizontalmente polarizada: Uma onda linearmente polarizada cujo vetor de campo elétrico é horizontal com respeito à superfície da Terra.

Onda verticalmente polarizada: Uma onda linearmente polarizada cujo vetor de campo elétrico é vertical com respeito à superfície da Terra.

Onda: Uma disturbância que é função do tempo ou do espaço ou ambos. Uma disturbância propagada em um meio ou através do espaço. Disturbância indica macânica, tensão, corrente, força de campo elétrico, etc.

Ondas polarizadas em sentido anti-horário: Uma onda eletromagnética polarizada elipticamente na qual a rotação do vetor campo elétrico é anti-horário quando olhado na direção de propagação.

Ondas polarizadas em sentido horário: Uma onda eletromagnética polarizada elipticamente na qual a rotação do vetor campo elétrico é horário quando olhado na direção de propagação.

Palavra de sincronismo: Bits de cabeçalho inseridos em um *frame* de dados que são usados para demultiplexar os bits de dados.

PAM/FM: Modulação em frequência de uma portadora por pulsos, cuja amplitude contém a informação a ser transmitida.

Para os tipos A e B, "1s" são codificados com transições no meio do bit e os "0s" consecutivos têm transições entre eles. Entretanto, nas sequências do tipo C a transição no meio do "1" final é inibida.

***Parallel High Density Digital Recording* (HDDR):** Método de gravar sequências de dados digitais, onde a sequência de dados é multiplexada em mais de um canal de gravação.

PCM / FM: Modulação em frequência de uma portadora por informação em PCM.

PCM, paralelo: Uma técnica de PCM na qual pulsos são transmitidos simultâneamente por canais paralelos. A técnica é frequentemente encontrada em gravação de fitas magnéticas.

PCM, serial: Trasmissão de PCM na qual um único canal de dados é usado e os sinais são recebidos em ordem sequêncial.

Perda de propagação (espaço livre): A perda de energia causada pelo espalhamento da onda eletromagnética quando esta viaja pelo espaço. Esta perda pode ser calculada em dB usando: $20\log_{10}(4\pi D/\lambda)$ onde:: λ é o comprimento de onda do sinal transmitido e D é a distância entre o transmissor e o receptor.

Perda por inserção: O decréscimo de potência entregue à carga quando um dispositivo é inserido entre a fonte e a carga.

Perda por radiação: A parte da perda de transmissão devida à radiação da potência de RF.

***Phase Shift Keying* (PSK):** Técnica de modulação onde a portadora modulada é deslocada ou em $+90^o$ ou em -90° relativo à portadora de referência. Isto é geralmente executado pela modulação em amplitude da portadora por ± 1.

Polaridade: Ter dois estados opostos como tensão positiva e negativa ou pólos norte e sul.

Polarização, sinal, alta frequência: Um sinal senoidal de alta frequência (geralmente de pelo menos três vezes da frequência máxima do sinal a ser gravado) linearmente somado ao sinal de dados analógico para linearizar as características de gravação/reprodução magnética.

Portadora: Um sinal analógico de amplitude e frequência constante que é modulado por sinais de informação para produzir um sinal adequado para transmissão.

Pré-amplificador: Um amplificador conectado a uma fonte de sinal de nível baixo para apresentar as impedâncias adequadas de entrada e de saída e prover ganho de modo que o sinal possa ser processado sem degradação apreciável na relação sinal-ruído.

Qualidade dos dados: Uma medida de quão bom o sinal está. Esta medida pode ser a taxa de erro de bits, relação sinal-ruído, erro máximo como porcentagem do fundo de escala, etc.

Rajada, erro em: Uma série de erros espaçados proximamente ocorrendo em um canal de transmissão causado por um evento comum.

Rajada: Um grupo continuo de eventos ocorrendo juntos no tempo. Uma sequência de sinais analógicos ou trem de pulsos que começam em um tempo prescrito e continuam por uma duração específica ou número de ciclos.

Randomização: O processo de converter um sinal comum em um sinal randômico.

Relação sinal-ruído (S/R): A razão em decibel da potência de ruído com a banda base totalmente carregada com a potência de ruído com a banda base totalmente carregada exceto por uma estreita banda em torno da frequência de medição. Todas as potências de ruído são medidos em uma banda estreita em torno da frequência de medida.

Restauração da linha de base: Recuperação da referência de linha de base DC do sinal que foi modulado por efeito de longas sequências de “1s” e “0s”.

Retransmissão, plataforma: Uma estação de rádio (de solo ou aérea) usada para recepção e retransmissão dos sinais de outra estação de rádio.

Ruído Gaussiano: Ruído cuja amplitude é caracterizada pela distribuição normal.

Ruído térmico: Um tipo de ruído eletromagnético produzido em condutores ou circuitos eletrônicos cuja potência é proporcional à temperatura.

Ruído, branco: Ruído cuja potência é distribuída uniformemente sobre todas as frequências. Já que o ruído branco ideal é uma impossibilidade, restrições de largura de banda devem ser aplicados.

Ruído, figura: A razão entre a potência total de ruído da saída com relação à potência de ruído total na saída devido ao ruído presente na entrada do dispositivo, quando a fonte de entrada está a uma temperatura de 290°K; geralmente expresso em dB.

Ruído, flutuação: Ruído cuja amplitude é completamente aleatória. O erro na saída de um demodulador quando o sinal é maior que o ruído.

Ruído, impulso: Ruído gerado em rajadas discretas de energia, que têm a sua própria forma de onda característica.

Ruído, randômico: Um sinal cuja amplitude instantânea é determinada aleatóriamente e por isso é impredizível. Não contém componentes de frequência períodicos e tem um espectro de frequência contínuo.

Ruído, temperatura: a temperatura de um sistema passivo tendo disponível uma potência de ruído por unidade de largura de banda igual àquelas dos terminais reais. A temperatura de ruído de um simples resistor é a temperatura real do resistor, enquanto que a temperatura de ruído de um diodo pode ser muitas vezes a temperatura absoluta observada. A temperatura de referência padrão T_0 para medidas de ruído é 290^oK.

Ruído: Qualquer distúrbio indesejado ou sinais espúrios que modificam a transmissão, indicação ou gravação do sinal desejado.

Saturação: Uma condição onde o aumento na amplitude do sinal de entrada não produz um aumento no sinal de saída.

Sensibilidade do receptor: Esta característica que determina a mínima força do sinal de entrada capaz de causar um valor de sinal de saída desejado.

***Shift register*:** Uma rede consistindo de flip-flops conectados em série; um estado binário aplicado na entrada do primerio registrador pode ser deslocado através da série inteira de registradores. Rede de atraso.

Sinal amostrado: A sequência de valores de um sinal pêgos em instantes discretos.

Sincronização: A manutenção de uma operação em passo com outra. Às vezes abreviado como *sync*.

Síncrono: Um termo no qual a execução de uma sequência de operações é controlada por sinais de *clock* ou pulsos igualmente espaçados.

Subcomutação: O processo de amostrar um parâmetro em um submúltiplo da taxa do *minor frame*.

Supercomutação: O processo de amostrar um parâmetro em uma taxa que é múltipla da taxa do *minor frame*.

Superheterodino: O processo de transladar uma alta frequência para uma baixa frequência, normalmente transladando a frequência de RF para uma frequência IF.

Taxa de *Jitter*: Taxa ou frequência na qual a taxa de bits está sendo modulada.

Telemetria: Um sistema elétrico para medir uma quantidade, transmitir o resultado para um local diferente, e então indicar e/ou gravar a quantidade medida. Interpretação não é parte do processo de telemetria.

Transdutor: Um dispositivo pelo meio do qual a energia pode fluir de um ou mais sistemas para outro ou mais sistemas de transmissão. A energia pode ser em qualquer forma, como elétrica, mecânica ou acústica.

Transmissão de RF: Transmissão de dados de um local a outro através do uso de portadoras de RF.

Travamento: O estado de estar sincronizado em frequência, fase ou movimento a outro sinal ou objeto.

Vídeo: A saída demodulada de um receptor de telemetria. Também, um sinal de televisão ou radar usado para comandar um tubo de raios catódicos.

Referências Bibliográficas

Sobre telemetria:

[1] *DTEPI Multimedia Course – Telemetry*, v.1.0., 1996. 1 CD-ROM.

[2] *Telemetry Tutorial*, L-3 Telemetry West Group, 2004. Disponível em <http://www-telemetry.tw.l-3com.com/tutorials.htm>.

[3] *Online Telemetry Tutorial*, L-3 Telemetry East Group, 2004. Disponível em <www.l3com.com>.

[4] *Telemetry Standards, IRIG Standard 106-01*, 2001, Telemetry Group, Range Commanders Council. Disponível em <http://jcs.mil/RCC>.

Sobre barramentos digitais:

[5] *Condor Engineering – ARINC Protocol Tutorial*, 2004. Disponível em <http://www.condoreng.com/support/downloads/tutorials/ARINCTutorial.PDF>.

[6] *Condor Engineering – MIL-STD-1553 Tutorial*, 2004. Disponível em <http://www.condoreng.com/support/downloads/tutorials/MIL-STD-1553Tutorial.PDF>.

Sobre mídias de gravação de dados:

[7] *Iomega* – informações sobre discos magnéticos de alta capacidade. Disponível em <www.iomega.com>.

[8] *Imation* – informações sobre memórias flash e discos de alta capacidade. Disponível em <www.imation.com>.

[9] *Time for DVD* – informações sobre DVD. Disponível em <http://www.timefordvd.com>.

[10] *AIT Technology* – informações sobre tecnologia AIT. Disponível em <http://www.aittape.com>.

Sobre aplicações da telemetria:

[11] *Embraer* – vídeos promocionais do EMBRAER 170, EMBRAER 175 e ALX, 2004, em formato eletrônico *.AVI*. Disponível em < http://www.embraer.com.br>.

[12] *Boeing* – artigos diversos sobre telemetria. Disponível < http://www.boeing.com>.

[13] *Federation of American Scientists* – vídeos de câmera em bombas, em formato eletrônico .*WMV*. Disponíveis em <http://www.fas.org/irp/imint/index.html>.

[14] *Partners & Quality* – artigos sobre telemetria em animais, 2004. Disponível em <http://www.telemetria.info>.

[15] *Motor Car* – artigo sobre telemetria em automobilismo, 2004. Disponível em <http://www.motorcar.com.br>.

Instituições e organizações sobre telemetria:

[16] *ITC - International Telemetering Conference*, *IFT - International Foundation for Telemetering* e *ICTS - International Consortium for Telemetry Spectrum* em <http://www.telemetry.org>.

[17] *DTEPI - Defense Test & Evaluation Professional Institute*, em <http://www.dtepi.mil>.

[18] *RCC - Range Commanders Council*, em <http://jcs.mil/RCC>.

[19] *TSCC - Telemetering Standards Coordination Committee*, em <http://www.tscc.org>.

[20] *ETSC - European Telemetry Standards Committee*, em <http://www.aktm.org/etsc>.

[21] *German Society on Telemetry*, em <http://www.aktm.org>.

[22] *ISOB - International Society On Biotelemetry*, em <http://biotelemetry.univie.ac.at>.

[23] *338th Training Squadron - Dark Knights*, em <http://www.gordon.army.mil/338trsdet1/training_resources.htm>.

Outras instituições de interesse mais geral:

[24] *ITU - International Telecommunication Union*, em <www.itu.org>.

[25] *ISO - International Organization for Standardization*, em <http://www.iso.org>.

[26] *ITEA - International Test and Evaluation Association*, em <http://www.itea.org>.

[27] *ASTE - American Society of Test Engineers*, Inc., em <http://www.astetest.org>.

[28] *TEREC - Test & Evaluation Research and Education Center*, em <http://www.terec.gatech.edu>.

[29] *ANSI - American National Standards Institute*, em <http://www.ansi.org>.

[30] *NTIA - National Telecommunications and Information Administration*, em <http://www.ntia.doc.gov>.

[31] *FCC - Federal Communications Commission*, em <http://www.fcc.gov>.

[32] *ANATEL - Agência Nacional de Telecomunicações*, em <http://www.anatel.gov.br>.

[33] *ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas*, em <http://www.abnt.org.br>.